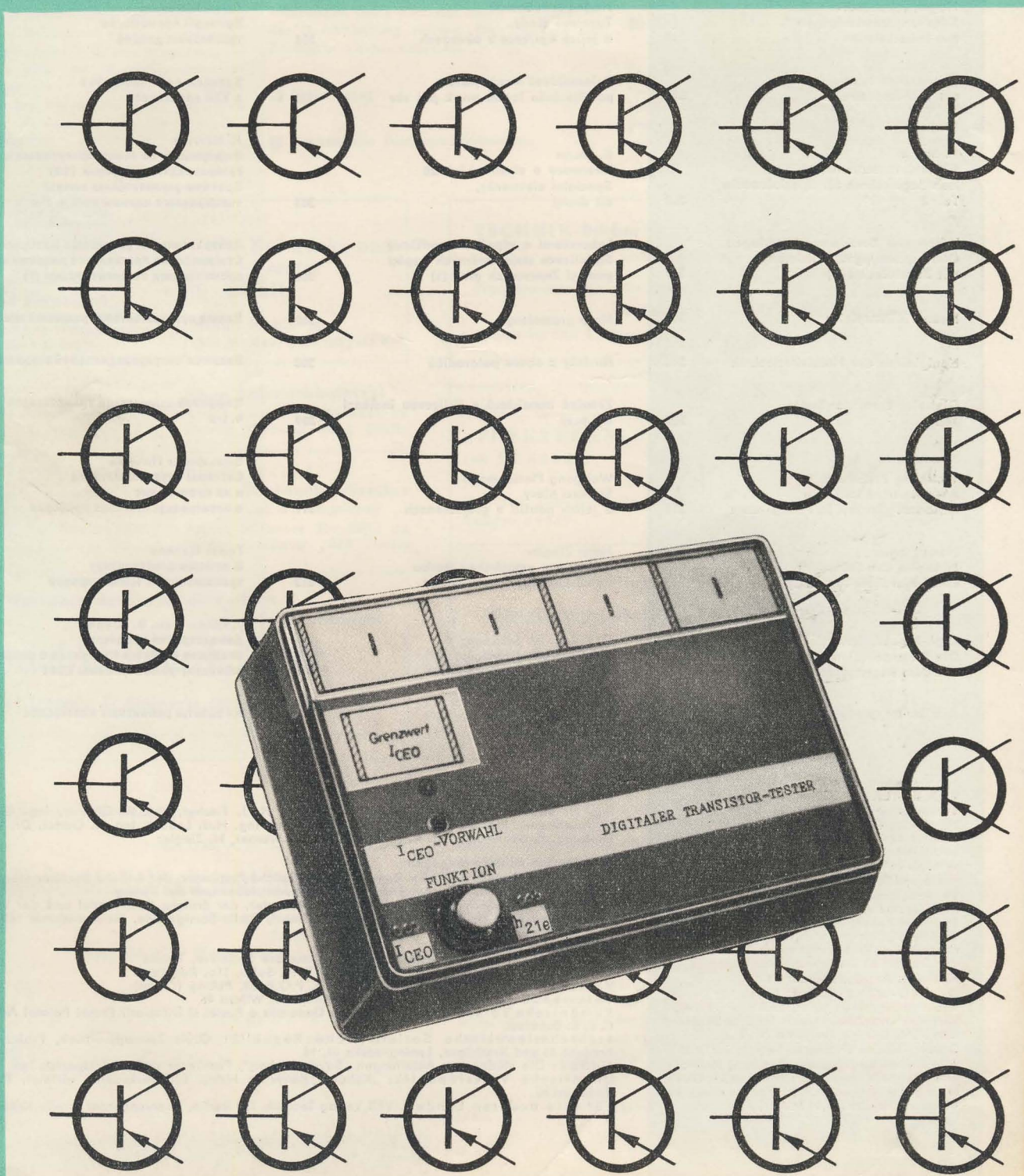
radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- Schaltungsanwendungen mit Tunneldioden
- Digitaler Transistor-Tester
- Neue Plattenspieler
- Hinweise zum Selbstbau eines Transistor-Tonbandgerätes

10 | MAI 1965



VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG

FÜR DBR BERLIN

5733 D

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 290

Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer
Leitsätze für den Entwurf zuverlässiger Halbleiterschaltungen 291

Schaltungstechnische Ideen aus der internationalen Presse 292

Dipl.-Ing. Frank Bernhard
Ein digitaler Netzfrequenzmesser 293

Wolfgang Sager
Ein transistorisierter NF-Oszillator für Meßzwecke 296

Hagen Jakubaschk
Schaltungsanwendungen mit Tunneldioden 298

Kapazitätsdioden als VHF-Abstimmittel 302

K. Sturm
Röhreninformationen 20 Empfängerröhren für Spezialzwecke Teil 2 303

Labor- und Berechnungsunterlagen
Gleichspannungsstabilisierung mit Zenerdioden (1) 305

Neue Plattenspieler 307

Neuigkeiten der Halbleitertechnik 308

Digitaler Transistor-Tester Teil 1 309

Wolfgang Pietschmann
Abtastsysteme und ihre Einsatzmöglichkeit in Fonogeräten 311

Horst Ziegler
Hinweise zum Selbstbau eines Transistor-Tonbandgerätes 313

Dipl.-Ing. W. Schuppe
Die Demonstration von Lernversuchen auf dem Rechenautomat ZRA-1 316

Aus der Reparaturpraxis

OBSAH

Oznámení a zprávy 290

Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer
Směrnice pro navrhování spolehlivých obvodů s polovodičovými stavebními prvky 291

Zajímavá zapojení ze zahraničí 292

Dipl.-Ing. Frank Bernhard
Číslicový kmitoměr (pro 50 Hz) 293

Wolfgang Sager
Tranzistorový nízkofrekvenční oscilátor pro měřicí účely 296

Hagen Jakubaschk
Tunelové diody a jejich aplikace v obvodech 298

Polovodičové kondenzátory použité jako ladicí prvek pro vkv 302

K. Sturm
Informace o elektronkách 20
Speciální elektronky, díl druhý 303

Laboratorní a výpočtové podklady
Stabilizace stejnosměrných napětí pomocí Zenerových diod (1) 305

Nové gramofony 307

Novinky z oboru polovodičů 308

Zkoušeč tranzistorů s číslicovou indikací Díl prvý 309

Wolfgang Pietschmann
Snímací hlavy a jejich použití v gramofonech 311

Horst Ziegler
Pokyny pro amatérskou stavbu tranzistorového magnetofonu 313

Dipl.-Ing. W. Schuppe
Demonstrování „učícího se" samočinného počítače ZRA 1 316

Z opravářské praxe 319

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 290

Диплом-Физ. Ганс-Иоахим Фишер
Правила разработки надежных полупроводниковых схем 291

Примеры новых схемных решений из международной прессы 292

Диплом-инж. Франк Бернхард
Сетевой частотомер с цифровым отсчетом 293

Вольфганг Загер
Транзисторный генератор НЧ для измерительных целей 296

Гаген Якубашк
Примеры применения туннельных диодов 298

Варикапы для настройки в УКВ диапазоне 302

К. Штурм
Информация об электровакуумных и газоразрядных приборах (20)
Приемно-усилительные лампы специального назначения, ч. 2-я 303

Лабораторные и расчетные материалы
Стабилизация постоянного напряжения кремниевыми стабилитронами (1) 305

Новые проигрыватели граммпластинок 307

Новинки полупроводниковой техники 308

Цифровой испытатель транзисторов ч. 1-я 309

Вольфганг Пичман
Системы звукоснимателей и их применение в электроакустических приборах 311

Горст Циглер
В помощь конструктору транзисторных магнитофонов 313

Диплом-инж. В. Шуппе
Демонстрация процесса освоения учебного материала с помощью вычислительной машины ZRA 1 316

Из работы ремонтных мастерских 319

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspostamter
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 290

Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer
Guiding Principles Concerning the Design of Reliable Semiconductor Circuits 291

Ideas for Realizing Circuits Described in the International Press 292

Dipl.-Ing. Frank Bernhard
A Digital Mains-Frequency Meter 293

Wolfgang Sager
A Transistorized L.F. Oscillator for Measuring Purposes 296

Hagen Jakubaschk
Circuits Containing Tunnel Diodes 298

V.H.F. Tuning by Varactors 302

K. Sturm
Tube Informations 20
Receiving Tubes for Special Purposes (Part 2) 303

Laboratory and Calculation Data
Direct-Current Stabilization Using Zener Diodes (1) 305

New Record Players 307

News of Semiconductor Technique 308

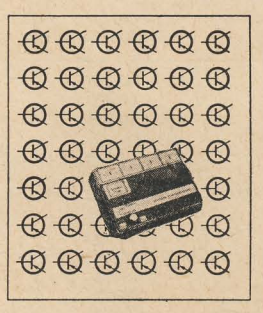
Digital Transistor Testing Instrument Part 1 309

Wolfgang Pietschmann
Pick-Up Systems and Their Use in Record Players 311

Horst Ziegler
Instructions for the Home Construction of a Transistor Tape Recorder 313

Dipl.-Ing. W. Schuppe
„Learning" Experiments Demonstrated on the ZRA 1 Automatic Computer 316

Repair Practice 319



Titelbild:

Digitaler Transistor-Tester . . . schnelle Auswahl und Prüfung von Transistoren. Näheres darüber finden Sie auf Seite 309

Foto: K. Schlenzig

UNSERE LESER SCHREIBEN

Im Heft 2 (1965) veröffentlichten wir an dieser Stelle eine Zuschrift des VEB Garantie- und Reparaturdienst zu unserem Beitrag „Was wir könnten, wenn . . ." im Heft 18 (1964). Der folgende Briefauszug soll diese Angelegenheit abschließen.

Ich kann Ihnen nur eines versichern: Dank Ihrer Initiative sieht es heute so aus, daß sich sowohl das Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) darum bemüht, den Garantieumtausch auf einen Nenner zu bringen, der im Rahmen eines guten Kundendienstes vertretbar ist, und auch Stern-Radio Berlin hat sich nun endlich über seinen Werkleiter, den Genossen Scheuermann, zu einem anderen Verhältnis durchgerungen, so daß auch hier eine spürbare – wenn auch noch nicht endgültige – Besserung eingetreten ist.
Wenn durch Ihre Unterstützung das erreicht worden ist, dann ist dadurch mehr erreicht worden als durch einen 12monatelangen Schriftwechsel bisher erreicht werden konnte, und das allein sollte ausschlaggebend sein für die Beurteilung der Sache.

VEB Garantie- und Reparaturdienst
Radio und Fernsehen
Bezirksstelle Rostock

*

Hier in Dresden ist die Feldstärke des Tschechoslowakischen Fernsehens so stark, daß das Bild fast immer einwandfrei zu empfangen ist. Ich würde Sie nun bitten, wenn möglich einige Hinweise zu geben für den Um- bzw. Einbau von Zusatzeinrichtungen in TV-Empfänger der CCIR-Norm, mit deren Hilfe man noch den Ton der OIRT-Norm empfangen kann, ohne eine Verschlechterung der Tonqualität bei CCIR-Norm.

W. R., Dresden

Die Problematik des Adapters für OIRT-Tonempfang mit CCIR-Fernsehgeräten wurde bereits vor langer Zeit in unserer Zeitschrift behandelt. Sie finden alles Wissenswerte (auch Schaltungen) darüber in dem Artikel „Fernsehempfang im Überschneidungsgebiet zweier Normen"; radio und fernsehen 5 (1956) H. 24 S. 744···746.
Das Heft ist allerdings längst vergriffen, aber Sie können es sicherlich in einer technisch-wissenschaftlichen Bücherei einsehen und die betreffenden Seiten ggf. fotokopieren lassen.

*

In einem 15-W-NF-Verstärker soll aus Platzgründen die EZ 81 durch entsprechend gleichwertige Halbleiterdioden ersetzt werden. Welche dazu brauchbare Dioden sind im Handel erhältlich, und wie kommen sie in diesem Fall zur Anwendung?

J. S., Groß-Döbbern

Die Gleichrichterröhre EZ 81 ist für eine maximale Trafowechselspannung von 2 × 350 V ausgelegt. Dies entspricht einer Sperrspannung von $2 \cdot \sqrt{2} \cdot 350 \approx 1000$ V je Gleichrichter. Ein derartiger Gleichrichter ist der SY 110 bzw. SY 130 aus unserer Produktion. Der maximale Durchlaßstrom dieser Dioden ist mit 1 A größer als der der EZ 81 (150 mA), was jedoch kein Nachteil ist. Bei geringerer Trafowechselspannung an der Gleichrichterröhre können natürlich auch Dioden mit entsprechend geringerer Sperrspannung verwendet werden. Da Halbleiterdioden – im Gegensatz zur indirekt geheizten EZ 81 – sofort nach dem Einschalten „durchlassen", sind Sieb- und Ladeelkos im Gerät besonders gefährdet, da sie eine hohe Gleichspannung bis zum Einsetzen der Emission der übrigen Röhren vertragen müssen. Also Vorsicht bei der Dimensionierung der Elkos!

*

In Ihrer Zeitschrift Nr. 23 vom Dezember 1964, S. 723, ist ein UKW-Empfänger beschrieben, von welchem mich der NF-Verstärker interessiert.
Ich bitte Sie, mir mitzuteilen, welche Abmessungen der Kern des Ausgangsübertragers (M 102 b) hat, denn ich möchte unser Dynamoblech verwenden.
Außerdem möchte ich gern die Endstufe mit einer Ausgangsleistung von etwa 20 W bauen und dabei vier Röhren EL 84 in Gegentakt-Parallel verwenden. Deshalb hätte ich gern die Wickelvorschrift des Ausgangsübertragers für einen Ausgang mit 9 Ω.

W. W. B., Irkutsk (UdSSR)

Der Transformatorkern M 102 b hat folgende Daten:

effektive Fläche des Eisenpaketes (innerhalb der Spule)	*15,9 cm²*
Eisenweglänge (Länge der Kraftlinien im Eisen)	*23,8 cm*
Eisenmasse	*2,9 kg*

Mit diesen Angaben muß es möglich sein, den Transformator auf einen anderen Kern umzurechnen. Die äußeren Abmessungen sind dazu weniger geeignet, doch geben wir sie Ihnen ebenfalls bekannt:

Kantenlänge (die vier Kanten sind gleich lang)	*102 mm*
Schichthöhe (Stärke bzw. Dicke des Eisenpaketes)	*52 mm*
Wickelhöhe, geometrisch (d. i. die Höhe innerhalb des Eisenkerns, der beim Wickeln zur Verfügung steht)	*13,5 mm*
davon ausnutzbar beim Wickeln	*11···12 mm*
effektive Wickelbreite (Breite der Spule, die zum Wickeln zur Verfügung steht)	*54···57 mm*
unterer Windungsumfang	*192 mm*

Die Umstellung des Verstärkers von 2 × EL 84 im Gegentakt auf 4 × EL 84 in Gegentakt-Parallel bedeutet die völlige Neuberechnung des Ausgangsübertragers. Derartige Berechnungen sind viel zu umfangreich, um sie im Rahmen einer Briefbeantwortung ausführen zu können. Wir bitten Sie hierfür um Verständnis. Uns scheint es ohnehin besser, wenn der Transformator gleich mit dem Kerntyp berechnet wird, der nachher auch Verwendung findet. Aber das müssen Sie selbst entscheiden und auch selbst durchführen.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem . . .

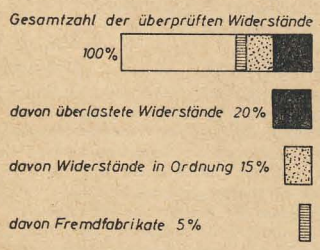
- Dimensionierungshinweise für stereotüchtige ZF-Verstärker
- Bauanleitung: NF-Verstärker mit induktivem Eingang
- Akustische Rückkopplung bei AM-Empfängern
- Über Entwicklungstendenzen der modernen Elektroakustik
- Kompatible stereoambiofone Schallübertragung auf zwei Kanälen
- Hinweise und Bemerkungen über Verwendungsmöglichkeiten der KW-Berichte und Erfahrungen in den letzten Jahren

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Die Silizium-Gleichrichterdioden vom Typ VSF 200/ . . .** des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder haben das Gütezeichen „1" erhalten. Sie wurden bereits im Laufe des Jahres 1964 im Rahmen einer Vorserienfertigung in größeren Stückzahlen hergestellt und haben sich u. a. in Elektrolyse-Gleichrichteranlagen, in Straßenbahnengleichrichtern und im Stromversorgungsteil von Plasma-Schneidanlagen bewährt.

▼ **Einen Vertrag über die Errichtung eines Montagebetriebes** von Fernsehgeräten Tesla hat das tschechoslowakische Außenhandelsunternehmen Technoexport mit ägyptischen Unternehmen abgeschlossen. Die ČSSR liefert Sätze von kompletten Fernsehempfängerbauteilen, sorgt für die Sicherstellung der technischen Unterstützung für Montage, Kontrolle und Service der erzeugten Geräte und lernt einheimisches Personal an. Nach und nach werden Bauteile für Fernsehgeräte in die örtliche Produktion aufgenommen, und der Anteil der am Ort erzeugten Teile wird ansteigen.

▼ **Eine Überprüfung** der im Monat Februar in Garantiefernsehgeräten ausgefallenen Widerstände fand am 29. 3. 1965 und 30. 3. 1965 im VEB WBN „Carl von Ossietzky" Teltow statt. Die zu überprüfenden Widerstände wurden von zehn Bezirksgarantiewerkstätten nach Teltow geliefert. Die Aufsicht bei dieser Überprüfung führte ein Vertreter der Gütekontrolle des VEB Rafena Werke, Radeberg.
Dabei zeigte sich folgendes Ergebnis:



▼ **Transportable Fernsehgeräte** stehen im Mittelpunkt des Neuheitenangebots in Westdeutschland. Fast alle namhaften westdeutschen Produzenten treten jetzt mit Eigenentwicklungen an den Markt heran. Vom vergrößerten Angebot erwartet man einen Preisdruck und eine entsprechend verstärkte Nachfrage, die einen Durchbruch zur Anschaffung von Zweitgeräten herbeiführen könnte.

▼ Wir möchten auf folgende Beiträge des **Mitteilungsblattes „Elektro-Standard"** Heft 4 (1965) hinweisen: „Das Mitteilungsblatt ‚Elektro-Standard' aus der Sicht des Industriezweiges Bauelemente und Vakuumtechnik" und „Klassifizierungssystem für elektrische Bauelemente der Informations-, Meß- und Regelungstechnik".

▼ **Eine durch Rundfunkansagen regulierbare Radiouhr** wurde von einer japanischen Firma entwickelt. Die vom Rundfunk ausgestrahlten Zeitsignale werden auf einen in der Uhr eingebauten Empfänger übertragen. Eine Magnetvorrichtung vergleicht die Zeitansage der Radiouhr mit dem Rundfunkzeitsignal und korrigiert auftretende Zeitdifferenzen.

▼ **Für transistorisierte Fernsehgeräte** entwickelte Siemens den Silizium-Brückengleichrichter B 40 C 2200, der hierfür optimale Eigenschaften besitzt. Die vier Siliziumelemente sind mit Kunstharz vergossen in einem Kunststoffbehälter 40 × 10 × 20 mm untergebracht. Ohne Kontaktkühlung kann der Gleichrichter mit 2,2 A, bei Kontaktkühlung durch Befestigen mittels Schelle auf dem Chassis mit 3,2 A Gleichstrom belastet werden.

Internationales Symposium über Fragen der Physik und Technik bei höchsten Frequenzen

Im Auftrage der Sektion Physik der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin wird in der Zeit vom 13. bis 16. Oktober 1965 ein internationales Symposium über Fragen der Physik und Technik bei höchsten Frequenzen in Berlin-Adlershof, Rudower Chaussee, durchgeführt. Das Vortragsprogramm soll sich mit folgenden Themengruppen beschäftigen:

Randwertprobleme, dämpfungsarme Wellenübertragung in Hohlleitern, Bauelemente, Antennenprobleme, Fragen der Mikrowellenmeßtechnik, Übertragungssysteme

Eigenschaften von paramagnetischen, ferromagnetischen, ferroelektrischen und dielektrischen Materialien

Resonanzphänomene und Relaxationsprozesse

Fragen der Quantenelektronik im Mikrowellengebiet, rauscharme Verstärkung (MASER, parametrische Verstärker)

Halbleitermaterialien und ihre Eigenschaften

Vorträge können bis zum 1. Juni d. J. eingereicht werden, und zwar an die Adresse:

Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin, 1199 Berlin, Rudower Chaussee

Hallenser Institut schweißt mit Laserstrahlen

Erste erfolgreiche Schweißversuche mit Laserstrahlen sind im Hallenser Zentralinstitut für Schweißtechnik der DDR gemeinsam mit dem VEB Carl Zeiss Jena vorgenommen worden. Dabei gelang es, Werkstücke mit Dimensionen von drei Hundertstel Millimetern Dicke zu verschweißen.
Das neue Schweißverfahren ist besonders für die Fertigung und Verarbeitung sehr kleiner Teile in der Halbleiter- und Mikromodultechnik geeignet und ergänzt die bereits bekannten Methoden des Ultraschall-, Elektronenstrahl- und Kondensatorimpulsschweißens. Sein industrieller Einsatz ist zunächst für die Mikro-Schweißtechnik zu erwarten. Die Anwendung für größere Werkstückdimensionen wird gegenwärtig von den Geräteherstellern und -anwendern erforscht.
Die Laser-Schweißanlage des ZIS ist in der Handhabung außerordentlich einfach und zweckmäßig. Der Festkörperlaser ZFL 2000 vom Jenaer Zeiss-Werk kann dazu auf ein handelsübliches Mikroskop aufgesetzt werden, mit dessen Hilfe die Einstellung und Beobachtung der Schweißstelle vorgenommen wird. Der Laserkopf wird vom ebenfalls handelsüblichen Schaltschrank ZJS 294 L mit Energie versorgt. Die maximale Belastung je Impuls beträgt dabei 2000 Wattsekunden. Mit einem 45 mm langen Rubinresonator wurden im ZIS Schweißversuche an 0,1 mm starken Chrom-Nickel-Blechen durchgeführt. Ferner gelang es, Kupferdrähte von 0,03 mm Stärke untereinander und mit diesen Chrom-Nickel-Blechen zu verschweißen.

Nachrichtensatellit „Molnija 1"

Am 23. April 1965 startete die Sowjetunion den Nachrichtensatelliten „Molnija 1". Er wurde auf eine hohe elliptische Umlaufbahn gebracht. Ihr Apogäum liegt bei 39 380 km über der nördlichen Halbkugel. Die Umlaufzeit beträgt 11 Stunden 48 Minuten, die Bahnneigung zur Äquatorebene 65 Grad. Neben den Apparaturen zur Übertragung von Fernsehprogrammen, Funkbildern sowie zweiseitigen Telefon- und Funkverbindungen auf mehreren Kanälen ist der Sputnik mit einem Kommando- und Meßkomplex und Systemen zur Orientierung des Satelliten und zur Korrektur seiner Umlaufbahn ausgerüstet. Sonnenbatterien und chemische Stromquellen gewährleisten die Stromversorgung.
Die ersten Fernsehübertragungen wurden von Moskau nach Wladiwostok durchgeführt.
Die französische Firma CFT, die das Farbfernsehverfahren Secam entwickelt hat, will über „Molnija 1" Farbfernsehversuchsprogramme nach Moskau übertragen.

Miniaturbaugruppen

An einigen „Simiblock"-Baugruppen, z. B. einem Ringmodulator für Stereodecoder sowie einer bistabilen Kippstufe für 100 kHz, zeigte Siemens auf dem diesjährigen Salon Internationale des Composants, in welchem Umfang sich unter Verwendung konventioneller Kleinstbauelemente eine erstaunlich hohe Packungsdichte erzielen läßt. Das Fertigungsspektrum der bereits im vergangenen Jahr gezeigten „Simiblock"-Technik umfaßt alle möglichen Baugruppen, genannt seien beispielsweise Kippstufen und Gatter aller Art, Impulsformer, Doppel-Impedanzwandler, 50-Hz-Verstärker u. a. m., darüber hinaus auch spezielle Baugruppen, insbesondere für die Regel- und Steuertechnik, die nach Kundenangaben gefertigt werden.
Nach umfangreichen Versuchsarbeiten zur Herstellung dünner Schichten zeichnen sich zwei Verfahren als aussichtsreich ab, die Aufstäubtechnik und die Aufdampftechnik.
An einer astabilen Kippstufe für 20 kHz wurden in Paris die einzelnen Herstellstufen in Aufstäubverfahren gezeigt. Bei dieser Technik sind hochschmelzende Metalle, wie beispielsweise Tantal, durch Katodenzerstäubung auf die Trägerplättchen aufgebracht. Nach Fertigstellung des passiven RC-Netzwerkes werden die Halbleiterbauelemente nachträglich in die Schaltung eingesetzt.
Beim Aufdampfverfahren, das an einem RC-Netzwerk einer bistabilen Kippstufe für 20 kHz in seinen einzelnen Vorgängen dargestellt wurde, sind die gewünschten Schichten durch thermisches Verdampfen geeigneter Metalle bzw. Dielektrika im Vakuum auf die Trägerplättchen aufgebracht.
Die Abmessungen der gezeigten beiden Baugruppen liegen in der Größenordnung von 1 bis 1 cm² Oberfläche, die Dicke der Plättchen beträgt weniger als 2 mm.

Beim Bau einer elektronischen Rechenanlage wird im VEB Elektronische Rechenmaschinen in Karl-Marx-Stadt eine neue Technologie in der Verdrahtung angewandt. Über 200 000 Verbindungen, die in einer Rechenanlage auszuführen sind, werden verdrahtet und nicht mehr von Hand gelötet. Diese lötfreie Verbindung bringt folgende Vorteile: funktionssichere Ausführung der Maschine, wirtschaftlichere Herstellung und kleinere Ausführung. Auf unserem Bild wird die Herstellung einer lötfreien Verbindung mit dem im Betrieb entwickelten Elektrohandwerkzeug demonstriert. Das Herstellen einer Verbindung dauert weniger als 0,1 Sekunde.

Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand vom 31. März 1965

Bezirksdirektion für Post- und Fernmeldewesen	Rundfunkteilnehmer insgesamt	davon Fernsehteilnehmer
Rostock	255 965	133 237
Schwerin (Meckl)	181 649	97 536
Neubrandenburg	183 564	94 608
Potsdam	367 492	211 631
Frankfurt (Oder)	212 138	114 730
Cottbus	259 059	132 829
Magdeburg	431 014	261 605
Halle (Saale)	648 562	355 815
Erfurt	395 067	224 590
Gera	244 606	127 403
Suhl	161 316	87 864
Dresden	673 793	287 994
Leipzig	562 145	256 104
Karl-Marx-Stadt	766 715	364 411
Berlin	443 374	217 101
	5 786 459 (+ 27 046)	2 967 458 (+ 166 607)

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 2. MAIHEFT 10 1965

Leitsätze für den Entwurf zuverlässiger Halbleiterschaltungen

Dipl-Phys. HANS-JOACHIM FISCHER

Auszüge aus einem KDT-Vortrag anläßlich des 15jährigen Bestehens des VEB Funkwerk Köpenick

Obwohl die im folgenden angeführten Prinzipien für den Entwurf möglichst zuverlässiger Halbleiterschaltungen vielen in der Praxis stehenden Entwicklern als „Binsenweisheiten" erscheinen werden, halten wir es für angebracht, sie hier zu veröffentlichen, denn es wird trotz ihrer „allgemeinen Bekanntheit" noch oft gegen diese Leitsätze verstoßen.

1. Leitsatz

In der Schaltung dürfen die Grenzwerte der Transistorparameter nicht ausgenutzt werden. Je näher man an den Maximalwerten liegt, desto geringer wird die Zuverlässigkeit der Schaltung. Besonders zu beachten sind die Parameter Kollektorverlustleistung und Kollektorspitzenspannung. Es sind die Grenzwerte an der oberen Temperaturgrenze zugrunde zu legen.

2. Leitsatz

Der Arbeitspunkt des eingesetzten Transistors soll unter allen möglichen Betriebsbedingungen und Umgebungstemperaturen in engen Grenzen festgehalten werden. Dadurch ergeben sich die kleinstmöglichen Parameterveränderungen und eine erhöhte Zuverlässigkeit. Nach Möglichkeit sind gleichstrom- und signalseitige Gegenkopplungen vorzusehen. (Oft angewandte Grundschaltung: niederohmiger Basisspannungsteiler, großer Emitterwiderstand, Spannungsgegenkopplung vom Kollektor auf die Basis.)

3. Leitsatz

Der Arbeitspunkt des Transistors in der Schaltung darf nicht in ein Gebiet der Kennlinie gelegt werden, wo eine starke Abhängigkeit der Parameterwerte vom Betriebszustand vorliegt. Als Beispiel hierfür kann die Abhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors vom Emitterstrom dienen. Stellt man den Arbeitspunkt bei kleinen i_e-Werten ein, dann wird $\Delta\beta/\Delta i_e$ groß und die Zuverlässigkeit der Schaltung klein. Man wählt dann – trotz möglicher Nachteile bei der Auslegung der Schaltung – einen Arbeitspunkt mit höherem Emitterstrom.

4. Leitsatz

Die Schaltung soll eine Veränderung der wichtigsten Parameter in einem möglichst großen Wertebereich zulassen, ohne daß ein Verlust der Arbeitsfähigkeit auftritt. Je größer dieser „Toleranzbereich" ist, desto höher ist die Betriebszuverlässigkeit der Schaltung.

5. Leitsatz

Die Schaltung soll so ausgelegt werden, daß eine momentane Überlastung von Transistoren und Dioden ausgeschlossen ist. Dies ist besonders wichtig bei mehrstufigen gleichstromgekoppelten Verstärkern, bei denen bei unrichtiger Dimensionierung die letzten Transistoren bei Übersteuerung gefährdet sind. Man muß gegebenenfalls zu anderen schaltungstechnischen Lösungen übergehen.

6. Leitsatz

Auf richtige Kühlung der einzelnen Transistoren ist stets zu achten, auch wenn die Grenzwerte nicht ausgefahren werden. Je näher man einen Transistor an seiner zulässigen Grenztemperatur betreibt, desto geringer wird die Betriebszuverlässigkeit.

Schaltungserprobung

Hält man sich beim Entwurf von Schaltungen an diese Leitsätze, so ist trotzdem noch keine absolute Sicherheit für die Betriebszuverlässigkeit der Schaltung gegeben. In der nächsten Etappe – der Schaltungserprobung – müssen nun zielgerichtete Prüfverfahren angewandt werden, um die Zuverlässigkeit erkennen zu können.

Die erste Methode besteht darin, die Abhängigkeit der Kennwerte der Schaltung bei Änderung der Speisespannung zu untersuchen. Man wählt diejenige Schaltung, die den größten Speisespannungs-Toleranzbereich besitzt. Dies ist die einfachste Methode der Betriebszuverlässigkeitsprüfung (im engl. Schrifttum „marginal check" genannt). Im praktischen Betrieb der Schaltung legt man dann natürlich geringere Speisespannungstoleranzen fest.

Die zweite Methode besteht darin, das Weglaufen der Parameter des Transistors oder der Diode zu imitieren. Man vergrößert z. B. die Sperrströme (z. B. durch zusätzlich eingebaute Widerstände), verändert den Stromverstärkungsfaktor oder vergrößert die Kniespannung (wichtig bei Schalttransistoren) usw. Die Aufgabe ist auch hier der Entwurf einer Schaltung mit dem größtmöglich zulässigen Änderungsbereich dieser Kenngrößen.

Die dritte Prüfmethode ist der Einsatz einer größeren Menge von Einzelexemplaren an Transistoren und Dioden in die Schaltung. Hier ist es besonders wichtig, „Grenzwertexemplare" zu besitzen, die z. B. sehr hohe Stromverstärkung (verglichen mit dem statistischen Mittelwert) oder hohe Restströme besitzen. Je weniger sich die Ausgangsparameter der Schal-

tung bei diesem Auswechseln der aktiven Bauelemente verändern, desto betriebszuverlässiger ist die benutzte Schaltung.
Die vierte Methode ist die Aufnahme des Temperaturganges. Hier wird die Arbeitsfähigkeit der Schaltung in dem Temperaturbereich untersucht, der vorgeschrieben wurde. Je größer der Bereich ist, in dem die Schaltung noch arbeitet, desto zuverlässiger arbeitet sie auch unter den in der Praxis vorliegenden Bedingungen.
Man kann diese Prüfarten auch geeignet kombinieren. Am zuverlässigsten arbeitet die Schaltung, die für alle Tests den größten jeweiligen Toleranzbereich besitzt. Dabei gilt allgemein, daß Ja-Nein-Schaltungen leichter zuverlässig auszulegen sind als linear verstärkende Stufen.
Der Nachteil aller dieser Prüfmethoden ist jedoch, daß sie nur qualitative Aussagen gestatten. Fordert man zahlenmäßige Aussagen über die Betriebszuverlässigkeit, so bleibt nichts anderes übrig, als mehrere Muster der Schaltung in ihrer Einsatzform längere Zeit zu betreiben und statistische Ermittlungen anzustellen. Diese zeitraubende und Kosten verursachende Aufgabe vereinfacht sich etwas, wenn man auf Grund der angeführten qualitativen Prüfungen nur noch eine kleine Anzahl zuverlässiger Schaltungen am Ende der Entwicklung übrig behalten hat. Je geringer die Zahl der angewandten Schaltungsvarianten ist, desto aussagekräftiger wird das statistische Material und desto höher wird die Betriebszuverlässigkeit der aus diesen Schaltungsbausteinen aufgebauten Geräte.
Die Betriebszuverlässigkeit von Halbleiterschaltungen kann nur in geringem Maße vorausgesetzt werden, man muß vorwiegend auf praktischer Erfahrung aufbauen. Die Ergebnisse von Zuverlässigkeitsuntersuchungen sollten systematisch gesammelt und der technischen Öffentlichkeit zugänglich gemacht werden. In den USA wird z. B. vom Bureau of Ships der US Navy ein „Handbook of preferred circuits" herausgegeben, in dem alle Kennwerte für zuverlässige Baugruppenschaltungen angegeben sind.
Zum Abschluß noch einige allgemeine Bemerkungen:

1. Man kann die Ergebnisse von Betriebszuverlässigkeitsuntersuchungen an Schaltungen in der Praxis nicht mit den Stichprobenprüfungen im verkürzten Verfahren an den Bauelementen vergleichen, wie sie der Bauelementehersteller vornimmt.
2. Als qualitatives Kriterium für die Einsatzfähigkeit eines Halbleiterbauelementes bei längerer Erprobung sollte man die Garantiedaten zugrunde legen.
3. Um zu nennenswerten Gesamtzuverlässigkeitsfaktoren zu kommen, sollte man etwa einen p-Faktor in der Größenordnung von $5 \cdot 10^{-5}$ Ausfälle je Stunde fordern.

Schaltungstechnische Ideen aus der internationalen Presse

Kettenschaltung von Transistoren zur Erreichung hoher Kollektorspitzenspannung

Die bisher angebotenen Transistoren, sowohl Germanium- als auch Siliziumtypen, gestatten maximale Kollektorspitzenspannungen von 30 bis 50 Volt. Nur wenige Typen (z. B. SU: P 26 B) vertragen 100 V als $U_{c\,max}$. Wird ein Transistorverstärker mit einer Ausgangsspannungsamplitude von etwa 300 Volt gefordert, so erreicht man diese mit der nachstehend beschriebenen Kettenschaltung (Bild 1).
Ein in den Basiskreis des Eingangstransistors eingeführter Strom fließt über die Serienwiderstandskette und erhöht den Spannungsabfall über R_L. Gleichzeitig verkleinern sich die Einzelspannungsabfälle über die in Reihe geschalteten Transistoren. Der verringerte Spannungsabfall über jedem Transistor ist begleitet von einem Anwachsen jedes Basisstromes durch die Serienbasiswiderstände. Dimensioniert man die Serienwiderstände so, daß immer alle Basisströme gleich sind, dann gilt für den Ausgangskollektorstrom

$$i_L = (\beta - n)\, i_{bo}$$

Hierbei sind i_L der Strom durch R_L, β der Stromverstärkungsfaktor des Einzeltransistors, n die Zahl der Transistoren in der Serienkette und i_{bo} der Basisstrom der Eingangsstufe.
Schaltet man den Eingangsbasisstrom aus, so ist jeder Transistor gesperrt, und die Spannungsabfälle werden über die Basisspannungsteilerkette egalisiert. Die im Bild 1 dargestellte Schaltung ist demnach einem Einzeltransistor mit den Kennwerten (mit Strich)

$$U_{c}'_{max} = n\, U_{c\,max}$$
$$\beta' = (\beta - n) \text{ äquivalent.}$$

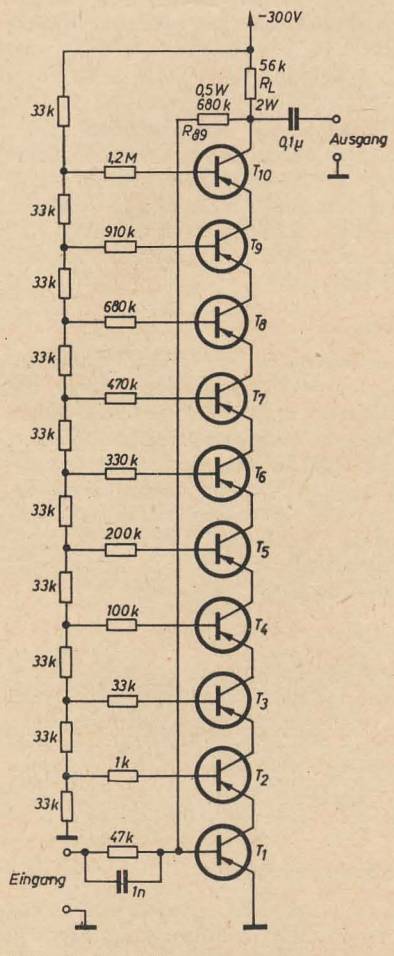


Bild 1: Kettenschaltung von Transistoren

Im Schaltbeispiel sind zehn Transistoren mit $U_{c\,max} = 35$ Volt und $\beta = 60$ eingesetzt. Ohne den Gegenkopplungswiderstand R_{89} ist die Schaltung einem Einzeltransistor mit $U_{c}'_{max} = 350$ Volt und $\beta' = 50$ äquivalent. Der Widerstand R_{89} dient zur Stabilisierung der Schaltung. Mit dem angegebenen Wert beträgt die Verstärkung der Schaltung 10 und die maximale Ausgangsamplitude 300 Volt. Der Gesamtfrequenzgang liegt etwa 20% unter dem des Einzeltransistors.

Nach Electronic Design, 1963, Linton S. Krypta, University of Illinois, Urbana

Abgestimmter NF-Verstärker mit regelbarer Bandbreite

Der hier beschriebene Verstärker hat konstantes VB-Produkt. Es handelt sich um einen rückgekoppelten Verstärker. T_1 arbeitet in Basisschaltung, T_2 bildet zusammen mit dem Übertrager Tr einen negativen Widerstand, der etwa den negativen Widerstand $-R_e$ in den Kollektorkreis von T_1 reflektiert. R_e ist der äquivalente Emitterkreis-Scheinwiderstand bei der Signalfrequenz. Eine Veränderung des Widerstandswertes des Potentiometers verändert sowohl den Verstärkungsfaktor als auch die Bandbreite. Bei einer Signalfre-

quenz von 990 Hz wurden folgende Werte für die Schaltung gemessen:

Spannungsverstärkung	500	100	20
Bandbreite in Hz	6	35	180
min. Eingangssignal in μV	0,02	0,1	0,5
Signal/Rausch-Verhältnis	12	30	50

Gleichstrom-Servoverstärker mit Eintakteingang

In manchen Servokreisen werden kleine umkehrbare Gleichstrommotore als Stellelemente verwendet. Meist benutzt man

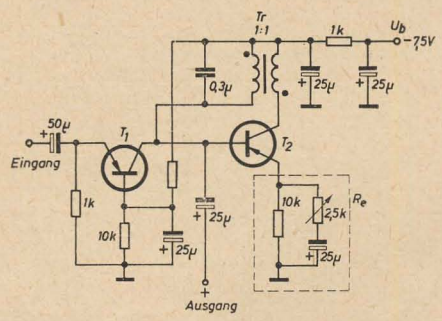


Bild 2: Selektiver NF-Verstärker mit regelbarer Bandbreite

zur Umkehrsteuerung Transistorgegentaktverstärker, man muß dann aber eine symmetrische Eingangsspannung verwenden. Die im Bild 3 angegebene Schaltung gestattet einen unsymmetrischen Eingang und erzielt trotzdem die Umsteuerwirkung. Wenn die Eingangsspannung (oder der Eingangsstrom) genügend groß ist, um T_1 zum Leiten zu bringen, sperrt T_1 den Transistor T_2. Der Motorstrom fließt über Gr_1 und den geöffneten T_1. Der nunmehr an Batterie A angeschaltete Motor läuft in der einen Drehrichtung. Wenn man die Eingangsspannung verringert, wird T_2 über R_1 geöffnet, und der Motor ist nunmehr an Batterie B über T_2 angeschaltet und dreht in der anderen Richtung. Die Spannungsverstärkung erfolgt in T_1, während T_2 als

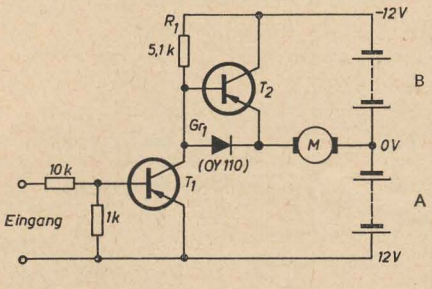


Bild 3: Servoverstärker mit unsymmetrischem Eingang

Emitterfolger wirkt und gleiches Drehmoment in beiden Drehrichtungen hervorrufen soll.

H. J. Fischer

Nach Electronic Design, 1963, R. L. Shaum, Sandia Corp. Albuquerque New Mexico

Ein digitaler Netzfrequenzmesser

Dipl.-Ing. FRANK BERNHARD

Mitteilung aus dem Institut für allgemeine und optische Meßtechnik der Technischen Hochschule Ilmenau

Das im folgenden beschriebene, für die Energieversorgung entwickelte Gerät gestattet eine digitale Frequenzmessung im Bereich 40···55 Hz. Die ruhende Einzeilenanzeige ist vierstellig. Die Unsicherheit beträgt ± 0,01 Hz. Das Gerät ist ausschließlich mit Kaltkatodenröhren und Halbleiterbauelementen bestückt.

In den Betrieben der Energieversorgung besteht die Aufgabe, die der Netzüberwachung dienenden Frequenzrelais möglichst genau einzustellen. Diese Relais sollen ansprechen, wenn die Netzfrequenz einen bestimmten Wert unterschreitet.
Die Einstellung könnte zunächst mit einem Präzisionsgenerator für den Bereich 40 bis 60 Hz vorgenommen werden [1]. Ein solches Gerät steht aber in der DDR nicht zur Verfügung. In Verbindung mit einem ausreichend genauen Frequenzmesser läßt sich aber auch ein handelsüblicher NF-Generator verwenden, falls seine Frequenz einigermaßen konstant und genügend feinstufig einstellbar ist. Das hier beschriebene Gerät wurde für diesen Zweck entwickelt.

Wirkungsweise und Blockschaltbild

Das Meßprinzip ist das der Zählfrequenzmesser. Die Messung der unbekannten Frequenz erfolgt durch Zählen ihrer Perioden während einer genau definierten Zeit. Der Quotient des Ergebnisses und der Zählzeit stellt dann den Mittelwert der Frequenz während der Zählzeit dar.

Für die geforderte vierstellige Anzeige (z. B. 50,00 Hz) muß der Zähler bis 5000 zählen. Das kann entweder bei einer Zählzeit von 1 s durch Verhundertfachen der Eingangsfrequenz oder bei direkter Zählung durch eine Zählzeit von 100 s erreicht werden. Um zu lange Zählzeiten zu vermeiden, und weil die Grenzfrequenz des verwendeten Zählers nur 4 kHz beträgt, wurde ein Vervielfachungsfaktor 50 und eine Zählzeit von 2 s gewählt.
Die Zeitbasis bildet ein 100-kHz-Quarzgenerator. Durch verschiedene Frequenzteilerstufen mit einem Gesamtteilverhältnis $2 \cdot 10^4 : 1$ erhält man schließlich eine 0,5-Hz-Impulsfolge. Über den Steuermultivibrator S (Bild 1) steuert diese das Tor T 1 zwischen Vervielfacher und der ersten Zähldekade.
Anstelle dieser etwas aufwendigen Zeitbasis ließe sich bei einer für das beschriebene Gerät ausreichenden Genauigkeit auch ein astabiler Multivibrator aus vier Siliziumtransistoren verwenden [2].
Von der letzten Frequenzteilerstufe wird noch eine zweite 0,5-Hz-Impulsfolge abgenommen, die aber gegenüber der ersten um 1 s verschoben ist. Sie löst über das Tor T 2 den Rückstellimpulsgeber dann aus, wenn das erste Tor gesperrt ist. Durch T 2 wird verhindert, daß die Dekaden während einer Zählperiode rückgestellt werden.
Der Rückstellimpuls überträgt das Zählergebnis jeder Dekade in den Anzeigespeicher und stellt sie gleichzeitig auf Null zurück. Durch den Anzeigespeicher erhält man eine bis zum Ablauf der nächsten Zählperiode ruhende Anzeige.

Frequenzvervielfachung

Rein elektronische Schaltungen zur Frequenzvervielfachung sind meist recht aufwendig, wenn die Eingangsfrequenz in einem gewissen Bereich variiert. So ließe sich auch das in [1] angegebene Prinzip anwenden.
Im beschriebenen Gerät erfolgt die Frequenzvervielfachung mit einem Synchronmotor, der mit der Eingangsfrequenz gespeist wird. Sein Rotor trägt eine fotografisch hergestellte 50teilige Rasterscheibe, die fotoelektrisch abgetastet wird. Die im Mustergerät verwendete Fotodiode 31 F 2 ist ein Miniaturtyp von 2 mm Durchmesser. Sie ermöglicht eine kleine Rasterscheibe ohne besondere Abdeckmaßnahmen.
Der verwendete selbstanlaufende Synchronmotor SSLK (Mörz KG) ist ein Schnelläufer mit 3000 U/min bei 50 Hz. Er entwickelt ein auch für größere Rasterscheiben ausreichendes Drehmoment. Da für den Frequenzmesser ein hochohmiger Eingang verlangt war, wird der Motor von einem Verstärker gespeist. Die vorhandene 110/220-V-Wicklung wurde deshalb durch eine neue ersetzt, die eine Mittelanzapfung hat und so ausgelegt ist, daß ihre beiden Hälften direkt die Lastwiderstände eines einfachen Gegentakt-B-Verstärkers mit 2 GD 170 bilden.
Im Eingang des Verstärkers liegen zwei antiparallel geschaltete Siliziumdioden S 32 (OA 900) als Begrenzer. Sie ermöglichen den weiten Eingangsspannungsbereich von $U_{eff} = 0{,}25 \cdots 250$ V.

Quarzgenerator

Für den Generator wurde eine einfache π - Glied - Parallelresonanzschaltung gewählt (Bild 3) [3] [4]. Der Transistor GF 105 arbeitet in Emitterschaltung. Der 100-kHz-Quarz ist der Typ QL 7 E 25 (WF) mit siebenpoligem Miniaturröhrensockel. Die

beiden antiparallelen Siliziumdioden S 32 (OA 900) begrenzen die Schwingamplitude auf $U_{ss} = 1{,}2$ V. Um den Generator durch die nachfolgenden Teilerstufen nicht zu belasten, ist eine Trennstufe in Kollektorschaltung dazwischen geschaltet.

Die Betriebsspannung ist transistorstabilisiert, um ihren Einfluß auf die Generatorfrequenz klein zu halten. Die Abhängigkeit der Frequenz von der Umgebungstemperatur zeigt Bild 4. Bei dem mittleren Temperaturkoeffizienten von etwa $2 \cdot 10^{-6}/°C$ im Bereich um 30 °C kann man bei diesem Gerät auf einen Thermostaten für den Quarz oder die gesamte Schwingschaltung verzichten.

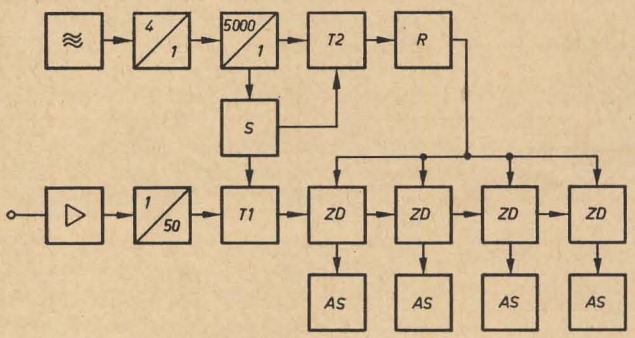


Bild 1: Blockschaltbild des digitalen Netzfrequenzmessers

Frequenzteilung

Die Teilung von 100 kHz auf 50 und 25 kHz übernehmen zwei bistabile Multivibratoren. Es wurden die Transistorbausteine MB 01 (Wetron) verwendet. Bei der erforderlichen Eingangsimpulsspannung von 1 V geben sie Rechteckspannungen von 3,8 V ab. Die weitere Frequenzteilung erfolgt mit dekadischen Kaltkatodenzählröhren. Sie ermöglichen einen relativ billigen, bauelementesparenden und gedrängten Aufbau. Im Mustergerät fand der Teiler 5000 : 1 auf einer Platine von etwa 200 × 60 mm Platz. Die Geradeaus-Zählröhren N 3 (Pressler) benötigen bei einer Grenzfrequenz von 25 kHz nur eine Eingangsimpulsspannung von 50 V. Sie können deshalb direkt mit Transistoren angesteuert werden [5]. Bild 5 zeigt die ersten beiden Stufen des zweiten Frequenzteilers. Die Stufen 3 und 4 sind wie die zweite aufgebaut. Die Hilfskatoden der ersten Röhre sind wegen der hohen Eingangsfrequenz durch eine Zenerdiode positiv vorgespannt. Die Diode OA 685 verhindert eine Begrenzung des negativen Eingangsimpulses. Da die positiven Ausgangsimpulse an den Katoden k_5 und k_0 abgenommen werden, teilt die erste Röhre im Verhältnis 5 : 1, die anderen drei aber je 10 : 1.

Zur Impulsverstärkung und Phasenumkehr zwischen den Untersetzerröhren dienen 66-V-Schalttransistoren OC 829. Der untere Widerstand des Basisspannungsteilers ist gleichzeitig Katodenwiderstand der vorhergehenden Zählröhre. Normalerweise ist der Transistor durchgesteuert, d. h., seine Kollektorspannung ist nahezu gleich Null. Erreicht aber die Glimmentladung der Zählröhre die Ausgangskatode, so wird die Transistorbasis positiv, und der Transistor sperrt. Seine Kollektorspannung springt fast bis auf die Betriebsspannung – 66 V. Über ein Differenzierglied erreicht der Impuls die nächste Teilerröhre.

Zähldekaden

Die Zähldekaden sind mit der Vor/Rückwärts-Zählröhre Z 562 S (WF) bestückt. Sie gestattet eine maximale Zählfrequenz von 4 kHz. Da sie eine Signalspannung (bei impulsförmigem Signal) von 100 V benötigen, werden sie durch einen transistorisierten Sperrschwinger angesteuert.

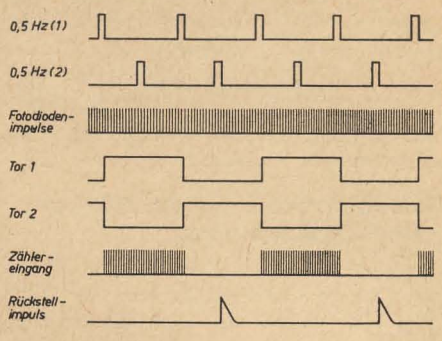


Bild 2: Impulsschema

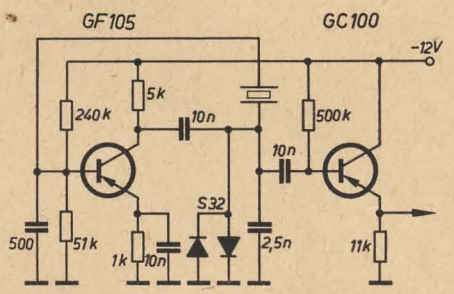


Bild 3: Quarzgenerator

Seine Schaltung wurde vom VEB Vakutronik entwickelt [6] und hier nur unwesentlich abgewandelt (Bild 6).

Die negativen Eingangsimpulse gelangen über ein Formerglied (10 nF, 10 kΩ, OA 741) an die durch die zweite OA 741 schwach positiv vorgespannte Basis des Schalttransistors OC 829. Sie lösen die Sperrschwingerimpulse aus. Form und Dauer dieser Impulse sind durch die Parameter der Schaltung bestimmt.

Von der Ausgangswicklung des Übertragers gelangen die Impulse mit der benötigten Spannung an die Hilfskatodengruppen. Wegen des symmetrischen Katodenaufbaus der Z 562 S wird die eine Hilfskatodengruppe direkt, die andere über ein RC-Verzögerungsglied angesteuert [7].

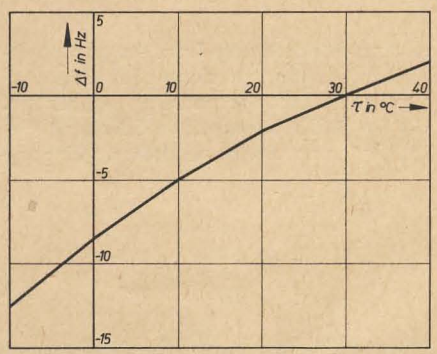


Bild 4: Temperaturabhängigkeit der Generatorfrequenz

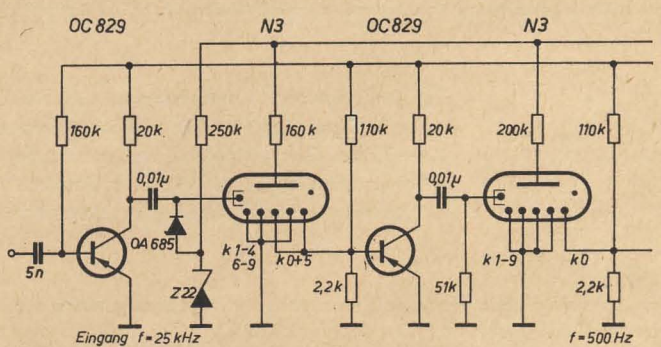


Bild 5: Untersetzerstufen

Mit jedem Impuls springt die Glimmentladung von einer Hauptkatode zur nächsten. Jeder zehnte Impuls wird an der Katode k_0 abgenommen, mit einem OC 825 verstärkt und in der Polarität geändert der nächsten Dekade zugeführt.

Anzeigespeicher

Die Katodenkombinationen (120 kΩ, 1 nF) der Zählröhre ermöglichen die Übernahme des Zählergebnisses in den Anzeigespeicher. Dieser enthält für jede Dekade zehn Subminiatur-Kaltkatodenrelaisröhren Z 660 W. Durch die RC-Kombination (16 kΩ, 2 µF – Bild 7) in den Anodenleitungen und den gemeinsamen Vorwiderstand wird sichergestellt, daß immer nur eine der Röhren brennt und bei Zündung einer anderen Röhre die bisher brennende erlischt [8].

An die Anoden der Speicherröhren sind die Ziffernkatoden der Anzeigeröhre Z 560 M angeschlossen. Wird eine Speicherröhre gezündet, so sinkt die Span-

Bild 6: Zähldekade

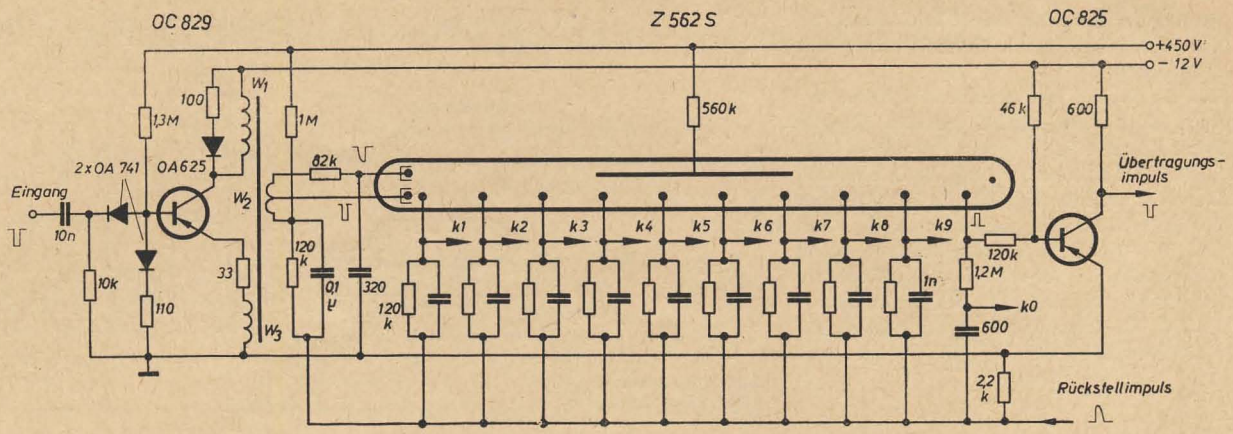
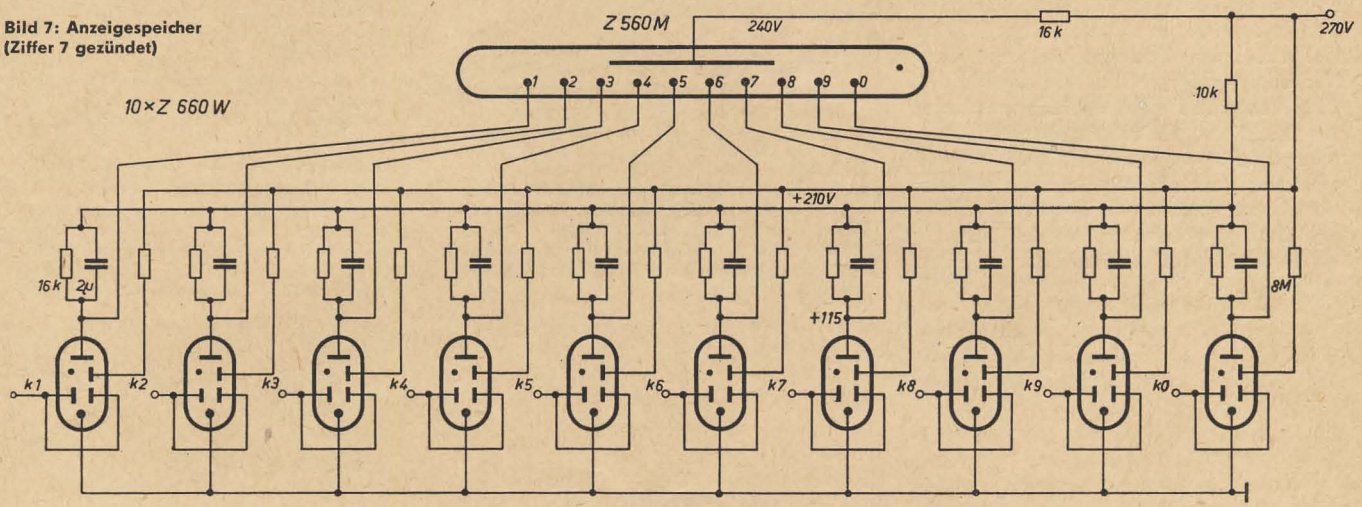


Bild 7: Anzeigespeicher (Ziffer 7 gezündet)



nung an ihrer Anode von 210 V auf die Brennspannung 115 V. Dadurch überschreitet die Spannung an der zugehörigen Entladungsstrecke der Anzeigeröhre deren Zündspannung 140 V, und die entsprechende Ziffer in der Röhre glimmt auf.

Rückstellung

Die Rückstellung der Zählröhren und die Übertragung des Zählergebnisses in den Anzeigespeicher geschehen gleichzeitig. Der Rückstellimpuls wird über dem den Katoden k_1 bis k_9 gemeinsamen Katodenwiderstand (2,2 kΩ) erzeugt (Bild 6). Durch ihn steigt das Potential dieser Katoden kurzzeitig um 120 V. Die Löschspannung der brennenden Strecke wird unterschritten, sie erlischt. Die Spannung an der Anode steigt, und schließlich zündet die Katode k_0, deren Potential nicht angehoben ist. Die Zählröhre ist rückgestellt.

An der vordem glimmenden Katode hatte sich der 1-nF-Kondensator auf den Spannungsabfall an dem 120-kΩ-Widerstand $U_K = 40$ V aufgeladen. Durch den Rückstellimpuls wird also das Potential der Katode auf insgesamt 160 V angehoben. Die direkt angeschlossene Speicherröhre zündet, da ihre Starterzündspannung (140 V) überschritten ist.

Damit auch die Speicherröhre, die der Katode k_0 zugeordnet ist, zündet, wenn das Zählergebnis der Dekade „0" ist – die Schaltung für die Ziffern 1 bis 9 ist hier wegen der Rückstellung nicht anwendbar – wird der Rückstellimpuls über einen 600-pF-Kondensator der Starterelektrode zugeführt. Der Kondensator wurde über den 1,2-MΩ-Widerstand auf die Spannung der glimmenden Katode k_0 (40 V) aufgeladen, so daß auch hier die Zündspannung der Speicherröhre überschritten wird.

Torschaltung und Rückstellimpulsgeber

Die Fotodiode, die die vervielfachten Eingangsimpulse an der Rasterscheibe des Synchronmotors abnimmt, liegt im Eingang der als Impulsformer dienenden Transistoreinheit VG 01 (Wetron). Diese liefert Rechteckimpulse, deren Amplituden nahezu — 12 V betragen.

Diese Impulse liegen ebenso wie die negativen 2-s-Impulse des Steuermultivibrators (ebenfalls ein MB 01) über einen 30-kΩ-Widerstand an der Basis des GC 100, der das Tor T 1 bildet (Bild 8). Sein Emitter ist mit einer Siliziumdiode negativ vorgespannt. Der Basisspannungsteiler wird nun so eingestellt, daß der Transistor nur dann leitet, wenn beide Eingänge gleichzeitig ihre maximale negative Amplitude haben. Die vervielfachten Eingangsimpulse erscheinen also immer nur für die 2-s-Zählzeit am Kollektorwiderstand.

Der Rückstellimpuls wird durch die Entladung eines Kondensators (0,22 µF, Bild 9) über die Kaltkatodenröhre Z 860 X erzeugt. Die RL-Kombination im Katodenkreis dient der Begrenzung des Impulses auf 120 V, damit die Speicherröhren nicht

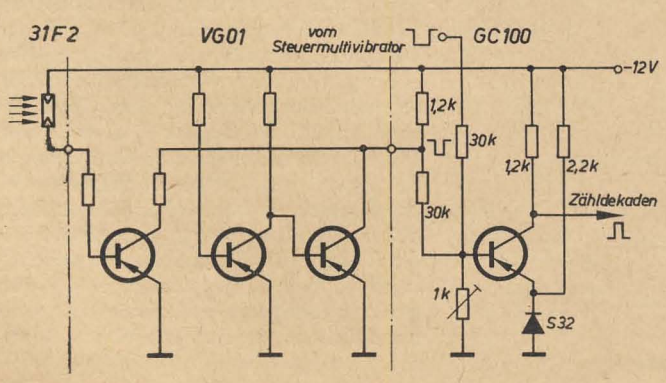


Bild 8: Impulsformer und Tor 1

wahllos zünden. Der 8-MΩ-Widerstand an der Anode bewirkt die Selbstlöschung der Entladeröhre.

Die Auslösung des Rückstellimpulses erfolgt durch die zweite positive 0,5-Hz-Impulsfolge, die an der Katode k_0 der letzten Frequenzteilerröhre N 3 entsteht. Der Tortransistor GC 100 (T 2) wird aber nur dann durch sie gesperrt und über den OC 829 die Relaisröhre gezündet, wenn die gleichzeitig an der Basis anliegende Ausgangsspannung des Steuermultivibrators 0 ist, also nicht ihren maximalen negativen Wert besitzt und T 1 gesperrt ist.

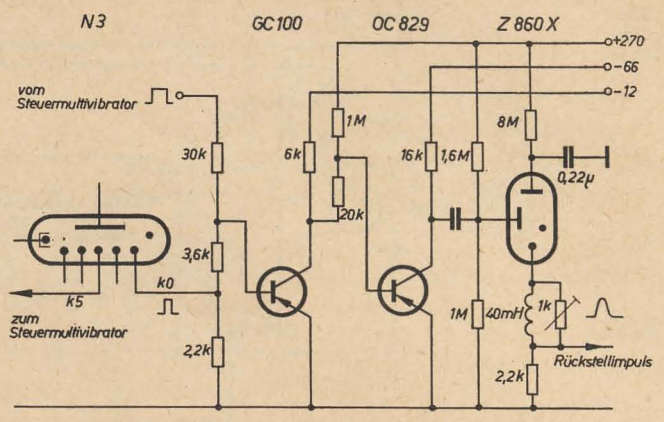


Bild 9: Tor 2 und Rückstellimpulsgeber

Abmessungen

Das Mustergerät ist in einem Einschub 480 × 160 × 190 mm untergebracht. Alle elektronischen Baugruppen sind auf steckbaren geätzten Platinen angeordnet. Die Frontplatte besitzt einen mit roter durchsichtiger Folie abgedeckten Ausschnitt, durch den die Anzeigeröhren und die Zählröhren der vier Dekaden sichtbar sind. Letzteres erscheint wegen der ruhenden Anzeige notwendig, um sich jederzeit vom Arbeiten des Gerätes überzeugen zu können.

Literatur

[1] Nourney, C.-E.: Ein digitaler Regelkreis zur Gewinnung einer großen Anzahl feinstufig einstellbarer Frequenzen. Regelungstechnik 8 (1960), S. 345–348

[2] Long, J. D.: Novel differential amplifier stabilizes multivibrator. Electronics 35 (1962), H. 24, S. 53–54

[3] Awender, H., Ludloff, A.: Über Transistoroszillatoren mit Quarzsteuerung. Elektronische Rundschau 12 (1958), H. 3, S. 75–80

[4] Kunina, S. L.: Avtogenerator s kvarcem na poluprovodnikom triode. Elektrosvjaz 15 (1961), H. 4, S. 49–59

[5] Aschmoneit, E.-K.: Glimmzählröhren mit unsymmetrischen Katoden. Elektronik 9 (1960), H. 4, S. 109–118

[6] Schütze, D.: Beitrag zur Dimensionierung des impulsgesteuerten transistorisierten Sperrschwingers. Nachrichtentechnik 14 (1964), H. 5, S. 168–175

[7] Scheinhütte, H.-J.: Die Glimmzählröhren und ihre Ansteuerungsmethoden. Elektronik 10 (1961), H. 9, S. 269–272

[8] Kullmann, J.: Funktion und Dimensionierung von elektronischen Zählschaltungen mit Kaltkatodenrelaisröhren. radio und fernsehen 11 (1962), H. 17, S. 544–547

Ein transistorisierter NF-Oszillator für Meßzwecke

WOLFGANG SAGER

Viele aus der Röhrentechnik bekannte Schwingschaltungen können nach entsprechender Abänderung auch mit Transistoren betrieben werden. Der Transistor erfordert bekanntlich eine gegenüber der Röhre geänderte Schaltungstechnik, da die Eingangs- und Ausgangswiderstände niederohmig sind. Außerdem hängen alle Parameter der Halbleiterbauelemente von der Temperatur ab. Bei einem Transistoroszillator müssen diese Eigenschaften beachtet werden, um gute Frequenzkonstanz und Amplitudenstabilität zu erreichen.

Im geforderten Temperaturbereich von $-20° \cdots +60\,°C$ ist eine ausreichende Arbeitspunktstabilisierung schwierig, da insbesondere die Regelkennlinien verfügbarer Heißleiter nicht ohne weiteres gestatten, die entsprechenden Transistorparameter zu kompensieren.

Schaltung

Der hier beschriebene, nach dem Hartleyprinzip arbeitende Oszillator (Bild 1) besitzt überraschend gute Kenndaten. Bei einem in Kollektorschaltung arbeitenden Oszillator ändern sich die Transistorkenndaten als Funktion der Temperatur nur wenig, da diese Schaltung niederohmiger als in Emitterschaltung ausführbar ist. Die Widerstände $R_1 \cdots R_4$ dienen der Arbeitspunkteinstellung des Transistors. R_4 verringert die Verlustleistung des Transistors, um einer Überlastung bei hohen Temperaturen entgegenzuwirken. Bis zu einer Umgebungstemperatur von 45 °C ist R_4 und damit auch C_1 nicht erforderlich. R_1 erhöht scheinbar den Resonanzwiderstand des Schwingkreises $L - C_2$ und führt der Basis die notwendige Rückkoppelleistung zu.

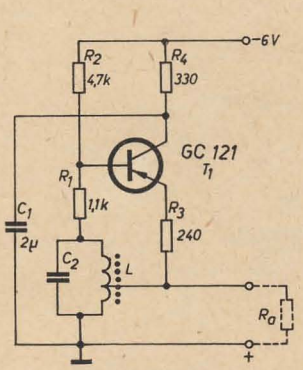


Bild 1: Schaltung des Oszillators

Die Amplitude ist vorzugsweise mit R_3 einzustellen. Werden veränderliche Ausgangsspannungen benötigt, setzt man einen stetig regelbaren Spannungsteiler ein. Mit dem angegebenen Wert von $R_3 = 240\,\Omega$ erhält man an $R_a = 4{,}7\,k\Omega$ eine Spannung von etwa 160 mV, wenn die Kleinsignalstromverstärkung β des Transistors $\geqq 40$ ist.

Der Oszillator schwingt auch noch mit Transistoren, die eine Stromverstärkung von $\beta \approx 25$ haben. Dazu kann R_3 bis auf 150 Ω verkleinert werden. Die zulässige Verlustleistung für die maximale Umgebungstemperatur wird dabei nicht überschritten. Sie beträgt für einen Transistor vom Typ GC 121 bei 60 °C etwa 30 mW.

Die Frequenzstabilität des Oszillators ist vorwiegend vom Temperaturverhalten des Schwingkreises abhängig. Bild 2 zeigt den auf 20 °C bezogenen Frequenzverlauf als Funktion der Temperatur für verschiedene Kondensatoren. Eine optimale Frequenzstabilität von −0,2 % im Temperaturbereich ergibt sich mit einem Kunstfoliekondensator.

Mit MP- und Lackfilmkondensatoren wurden ± 1,7 % erreicht, während die Duroplasttypen mit etwa ± 2,4 % die größte Abweichung zeigten. Die Induktivität wird mit einem Ferritschalenkern 14 × 8 bzw. 18 × 11 der optimalen Reihe des VEB Keramische Werke Hermsdorf aufgebaut. Soll eine Auskoppelwicklung vorgesehen werden, so ist jeweils der nächstgrößere Schalenkern mit gleichem A_L-Wert (s. Tabelle) zu verwenden. Die zusätzliche Auskoppelwicklung auf der Spule wird benötigt, wenn die Ausgangsspannung gegen den Minuspol der Speisespannung abgenommen werden muß. In diesem Fall kann nicht galvanisch ausgekoppelt werden.

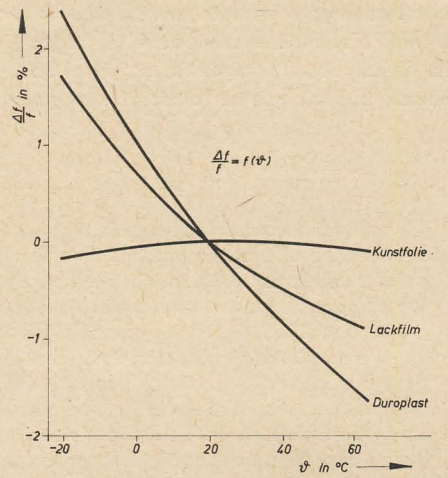


Bild 2: Frequenzverlauf für verschiedene Dielektrika bei konstanter Batteriespannung

Die Tabelle gibt die Dimensionierung des Schwingkreises für verschiedene Frequenzen an.

Die genaue Festlegung der Anzapfung muß in jedem Fall experimentell ermittelt werden. Sie liegt bei etwa 10···15 % der Gesamtwindungszahl. Bei der Wahl des Abgriffes sind die Forderungen für Klirrfaktor und Ausgangsspannung maßgebend. Mit den angegebenen Daten erhält man einen Klirrfaktor von etwa 2 %. Am Ausgang kann dabei eine Leistung von ungefähr 8 µW (200 mV an 4,7 kΩ) entnommen werden.

Tabelle

f kHz	C_2 µF	L mH	Kerngröße	A_L 10^{-9} H	Wdg. gesamt	Wdg. Anzapfg.	Drahtdurchmesser mm
1	0,1	254	18 × 11	250	980	150	0,1
2	0,1	63	14 × 8	160	610	75	0,08
3	0,1	28	14 × 8	160	406	52	0,12
5	0,1	10	14 × 8	160	243	40	0,15
7	0,047	11	14 × 8	160	255	37	0,15
10	0,022	12	14 × 8	160	265	33	0,15
15	0,01	11,2	14 × 8	160	257	30	0,15

Wird die Anzapfung niedriger gewählt, läßt sich ein Klirrfaktor von $k \approx 1\%$ erreichen, wobei aber auch die Ausgangsleistung geringer wird.

In der angegebenen Dimensionierung erfüllt der Oszillator im Temperaturbereich von —20···+60 °C die gestellten Forderungen.

In diesem Bereich ergeben sich bei Schwankungen der Batteriespannung um ± 10 % eine relative Frequenzabweichung von

$$\frac{\Delta f}{f} \leqq \pm 0{,}2\,\%$$

und eine relative Änderung der Ausgangsspannung von

$$\frac{\Delta U}{U} \leqq \pm 20\,\%$$

(Bild 3). Bei konstanter Batteriespannung erhält man im angegebenen Temperaturbereich günstigere Werte:

$$\frac{\Delta f}{f} \leqq -0{,}15\,\%, \quad \frac{\Delta U}{U} \leqq \pm 10\,\%$$

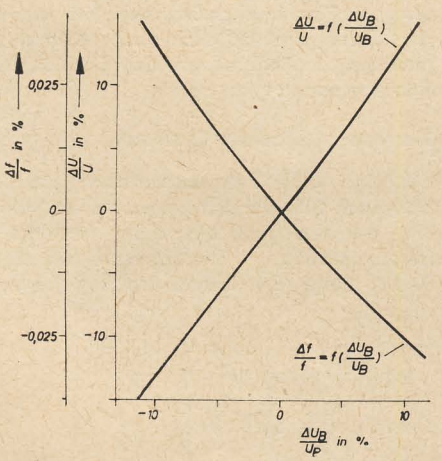


Bild 3: Frequenz- und Amplitudenverlauf als Funktion der relativen Änderung der Batteriespannung bei konstanter Temperatur

Aufbau

Das Mustergerät ist in gedruckter Verdrahtung aufgebaut. Für die Anordnung der Bauelemente sind keine Besonderheiten zu beachten. Die Schwingkreisspule L wird auf einen Einkammerkörper gewickelt. Das „kalte Ende" wird an den inneren Spulenanschluß gelegt. Um eine definierte Kopplung zu erreichen, liegt die Anzapfung um etwa 10···15 % der Gesamtwindungszahl davon entfernt.

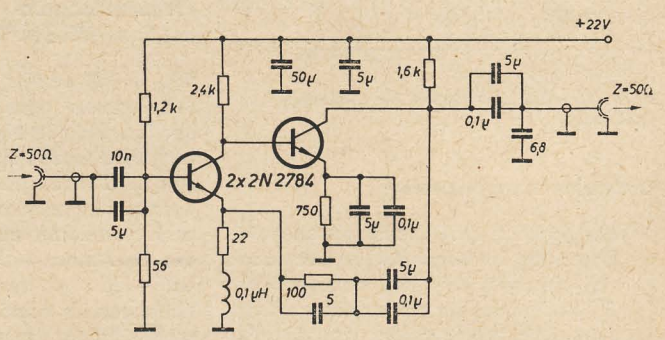
Für den Schwingkreiskondensator wird ein Kunstfoliekondensator im Keramikrohr gewählt, da ungeschützte Ausführungen bei tiefen Temperaturen zu Rißbildungen neigen.

Der Transistor benötigt keine Kühlschelle, da die zulässige Verlustleistung von etwa 30 mW bei 60 °C noch nicht erreicht wird.

Im Rahmen dieser Untersuchung ist ein leicht aufzubauender und leistungsfähiger Oszillator entstanden, der für viele Amateure infolge seiner günstigen Eigenschaften interessant sein dürfte.

Breitbandverstärker mit Transistoren

Die im Bild gezeigte, nach dem Prinzip eines Gleichstromverstärkers arbeitende Schaltung ist mit npn-Transistoren bestückt, die ein Verstärkungs-Bandbreite-Produkt je Stufe von 1000 MHz ermöglichen. Diese modernen Epitaxial-Planar-Bauelemente wurden vorzugsweise für Impuls- und Breitbandverstärker entwikkelt. Ein damit aufgebauter Antennenverstärker für Band II (UKW) hat zum Beispiel eine Stufenverstärkung von 40 dB. Mit den hier eingesetzten Si-Transistoren vom Typ 2 N 2784 erhält man eine 3-dB-Bandbreite, die von 1 kHz bis 150 MHz reicht, bei einer mittleren Verstärkung von 14 dB. Man kann die Schaltung für Meßzwecke, aber auch für Antennenverstärker mit einem von Langwelle bis UKW durchgehenden Bereich einsetzen. Günstig sind die geringe Ein- und Ausgangsimpedanz von 50 Ω. Mit der sehr wirksamen Gegenkopplung vom Kollektor des zweiten auf den Emitter des ersten Transistors werden Frequenzgang und Verstärkung linearisiert.



Breitbandverstärker 1 kHz bis 150 MHz

-er

Aus „Elektronik" 13 (1964), H. 2, S. 48

Schaltungsanwendungen mit Tunneldioden

HAGEN JAKUBASCHK

Die Tunneldiode, ihre Funktion und Theorie wurden bereits in [1] ausführlich behandelt. Eine erste praktische Anwendung der zur Zeit in der DDR gefertigten Tunneldioden-Muster wurde in [2] beschrieben. Inzwischen wurde vom VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin eine Anzahl K-5-Muster für Versuchszwecke ausgegeben. Nach Werksinformationen ist noch im Jahre 1965 mit der Fertigungsüberleitung der Tunneldioden-Typen GE 115···118 und GE 123···126 zu rechnen. Im folgenden werden einige mit Versuchsmustern des Typs GE 117 experimentell erprobte und praktisch benutzte Schaltungen gezeigt. Die Erprobung der Senderschaltungen erfolgte auf Grund einer Sonderlizenz, die das Ministerium für Post- und Fernmeldewesen dem Verfasser in dankenswert unbürokratischer Weise erteilte. Zweck des Beitrages ist es, eine Übersicht über die Schaltungstechnik der Tunneldiode und einiger mit diesem Bauelement gebotenen Möglichkeiten zu vermitteln.

Grundsätzliches

Die grundsätzliche Schaltung einer Tunneldiode zur Entdämpfung eines Schwingkreises wurde bereits in [2] behandelt, weshalb an dieser Stelle nicht näher darauf eingegangen wird. Bild 1 zeigt die Grundschaltung eines Tunneldioden-Oszillators mit dem Diodentyp GE 117. Die Tunneldiode TD liegt über den HF-mäßigen Kurzschluß C_p dem zu entdämpfenden Schwingkreis C_s/L_s parallel. Der Spannungsteiler R_v/R_p stellt die erforderliche Tunneldioden-Vorspannung bereit, die an R_p abfällt und für die Diode im optimalen Schwingzustand etwa 0,2 V beträgt. Bei X ist dann der Diodenstrom meßbar, der je nach Diodenexemplar bei 7···10 mA liegt. Für die Betriebsspannungsquelle U_B genügt daher eine Spannung von 1,5 V. Mit R_v wird der für das jeweilige Diodenexemplar günstigste Arbeitspunkt eingestellt. Der Arbeitspunkt beeinflußt dabei den Betrag des wirksam werdenden negativen Widerstandes. Im vorliegenden Fall ist mit R_v die HF-Amplitude des Oszillators in gewissen Grenzen regelbar.

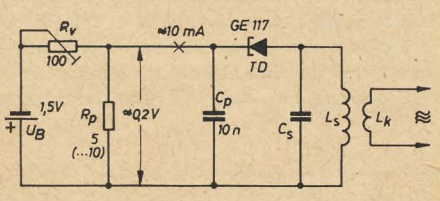


Bild 1: Grundschaltung eines Tunneldioden-Oszillators

Dimensionierungshinweise

Bei der praktischen Dimensionierung dieser Schaltung ist folgendes zu beachten: Wie in [1] bereits erläutert, muß der Wert von R_p kleiner als der zahlenmäßige Wert des negativen Widerstandes von TD sein. Letzterer wird vom Hersteller für den Typ GE 117 mit $-14\,\Omega$ angegeben. R_p darf dann höchstens etwa $10\,\Omega$ betragen. Niedrigere Werte ($5\,\Omega$) ergeben bessere Stabilität der Betriebswerte des Oszillators, erhöhen jedoch den Querstrom des Spannungsteilers und damit den Gesamtstromverbrauch. Je nach Anwendung und Diodenexemplar wird man hier also einen Kompromiß schließen müssen.

C_s/L_s bilden den für die jeweilige Betriebsfrequenz dimensionierten Schwingkreis. An L_k wird die HF ausgekoppelt. C_p ist so zu dimensionieren, daß er für die Betriebsfrequenz – die bei dem Typ GE 117 zwischen wenigen 100 Hz und etwa 150 bis 200 MHz (!) liegen kann – näherungsweise einen Kurzschluß darstellt. Für das L/C-Verhältnis des Schwingkreises ergibt sich eine etwas ungewohnte Bedingung. Dieser Kreis weist im Resonanzfall einen reellen Widerstandswert auf, der praktisch dem Verlustwiderstand des Schwingkreises gleichzusetzen ist. Um den Kreis bis zur Selbsterregung zu entdämpfen, muß der resultierende Widerstandswert der Parallelschaltung aus positivem Verlustwiderstand des Kreises und negativem Widerstand der Tunneldiode ein negatives Vorzeichen haben. Das ist nur dann der Fall, wenn der Betrag des Verlustwiderstandes größer ist als der Betrag des negativen Widerstandes. Das bedeutet, die Kreisverluste dürfen den Betrag des negativen Widerstandes nicht unterschreiten! Sofern die Schaltung nach Bild 1 nicht als Leistungsoszillator bestimmt ist, kann es u. U. von Nachteil sein, für C_s oder L_s allzu verlustarme Bauteile zu verwenden!

Frequenzkonstanz des Tunneldioden-Oszillators

Wie in [2] bereits erwähnt, geht in den Schwingkreis auch die Diodenkapazität der Tunneldiode ein, die u. a. temperatur- und arbeitspunktabhängig ist. Änderungen der Diodenspannung führen daher zu Verstimmungen des Schwingkreises. Dies kann vorteilhaft zur Frequenzmodulation des Oszillators ausgenutzt werden, wobei sich – da auch der Betrag des negativen Widerstandes arbeitspunktabhängig ist – grundsätzlich zugleich eine Amplitudenmodulation ergibt. Es ist andererseits bei einem solchen freischwingenden Oszillator schwierig, die Schwingfrequenz konstant zu halten. Entsprechende Maßnahmen hätten einmal die Temperaturkompensation, zum anderen die Konstanz des Arbeitspunktes zum Ziel. Letztere kann durch Konstantstromspeisung ausreichend gewährleistet werden. Eine Temperaturkompensation kann in vielen Fällen umgangen werden, wenn der Arbeitspunkt der Diode günstig gewählt wird. In [4] sind hierzu nähere Angaben zu finden, aus denen u. a. ersichtlich ist, daß es auf der Kennlinie der Tunneldiode einen Bereich gibt, in dem die Verschiebung der Kennlinie bei Temperaturen zwischen -60 und $+100\,^\circ C$ sehr gering ist. Für eine Tunneldiode mit einem Hökkerstrom bei 1 mA (entspricht etwa DDR-Muster GE 115···116) gibt [4] folgende Temperaturkoeffizienten an:

$\Delta U_h/\Delta T = 6 \cdot 10^{-2}\ mV/^\circ C$
$\Delta U_t/\Delta T = -1{,}0\ mV/^\circ C$
$\Delta I_t/\Delta T = +0{,}75\%/^\circ C$
$\Delta R_N/\Delta T = -0{,}5\%/^\circ C$

U_h ≙ Höckerspannung
U_t ≙ Talspannung
I_t ≙ Talstrom
T ≙ Temperatur
R_N ≙ Betrag des negativen Widerstandes

Wie die Erfahrungen mit dem in [2] beschriebenen drahtlosen Mikrofon während etwa 15 Monaten zeigten, können die temperaturbedingten Einflüsse der Tunneldiode durch geeignete Dimensionierung des Schwingkreises (relativ kleines L/C-Verhältnis) und Anschluß der Diode an eine Anzapfung für derartige Anwendung ausreichend gering gehalten werden. Dann sind lediglich noch Maßnahmen gegen Änderungen der Oszillator-Betriebsspannung zu treffen.

Der quarzstabilisierte Oszillator

Für eine hohe Frequenzkonstanz bietet sich auch hier der Schwingquarz an. Mit ihm ergeben sich besonders einfache, frequenzstabile Oszillatorschaltungen. Bild 2 zeigt die Grundschaltung eines

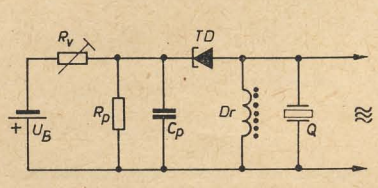


Bild 2: Tunneldioden-Quarzoszillator

Tunneldioden-Quarzoszillators. Er wurde mit der Diode GE 117 und einem 27,12-MHz-Grundwellenquarz erprobt. Die HF-Drossel Dr schließt lediglich den Gleichstromkreis der Tunneldiode und ist weitgehend unkritisch. Beim Versuchsmuster wurde eine 10-μH-Ferritkern-Entstördrossel benutzt. R_V, R_p und C_p entsprechen den Verhältnissen im Bild 1. Wie das elektrische Ersatzschaltbild des Quarzes erkennen läßt, stellt dieser ein in sich schwingfähiges Bauelement dar. Er kann daher ohne zusätzliche frequenzabhängige Bauelemente durch HF-mäßige Parallelschaltung einer Tunneldiode ohne weiteres entdämpft und zum Schwingen angeregt werden. Quarze weisen im allgemeinen sehr geringe Verlustwiderstände auf. Hier ist daher besonders die erwähnte Bedingung zu beachten, daß der Verlustwiderstand des Quarzes nicht kleiner sein darf als der Betrag des negativen Widerstandes der Tunneldiode, anderenfalls ist kein Anschwingen erreichbar. Ein Schwingquarz zu hoher Güte ist daher hier u. U. ungeeignet bzw. muß mit einem Reihenwiderstand von einigen Ohm versehen werden! Parallel zum Quarz kann die HF-Spannung abgenommen werden. Für Kleinstsender koppelt man hier unmittelbar die Antenne an, sofern nicht im Hinblick auf Oberwellenunterdrückung ein π-Filter nachgeschaltet wird, das dann gleichzeitig eine optimale Antennenanpassung bewirkt.

Ein solcher Tunneldioden-Quarzoszillator kann selbstverständlich nicht mehr frequenzmoduliert werden. Eine Modulation der Diodenspannung bewirkt hier durch Verschiebung des Arbeitspunktes lediglich eine Amplitudenänderung der HF. Der Oszillator kann demzufolge in einfacher Form amplitudenmoduliert werden. Diese Anwendung ist besonders für Fernsteuersender interessant. Ein praktisch dimensioniertes Beispiel wird später gezeigt.

Oszillator mit Oberwellenquarz

Oberwellenquarze lassen sich mit der Schaltung nach Bild 2 naturgemäß nur auf ihrer Grundfrequenz erregen. Zur Erregung auf der ihrer Nennfrequenz entsprechenden Oberwelle eignet sich die Schaltung nach Bild 3. Der Quarz Q tritt hier an die Stelle des Parallelkondensators C_p im Bild 1, dessen übrige Dimensionierung für Bild 3 übernommen werden kann. Der Quarz mit der Grundfrequenz f_q ersetzt bei f_q und allen Vielfachen davon den sonst durch C_p gebildeten Kurzschluß. Der Ausgangskreis C_s/L_s ist auf die gewünschte Oberwelle $n \cdot f_q$ abgestimmt. Nur für diese liegt daher TD HF-mäßig parallel zu C_s/L_s, so daß dieser Kreis quarzstabilisiert auf der entsprechenden Oberwelle des Quarzes erregt wird. Bei L_k kann die HF-Spannung ausgekoppelt werden. Für diese Schaltung ist ein möglichst verlustarmer Quarz – im Gegensatz zu Bild 2 – vorteilhaft, während R_p hier im Wert nahe dem Betrag des negativen Widerstandes von TD liegen soll. Etwas ungewohnt mutet hierbei die Tatsache an, daß R_p mit einem Wert von wenigen Ohm dem Quarz direkt parallel liegt. Je nach Quarz- und Diodeneigenschaften wird man für R_V, R_p und das günstigste L/C-Verhältnis des Ausgangskreises die vorteilhaftesten Werte empirisch finden.

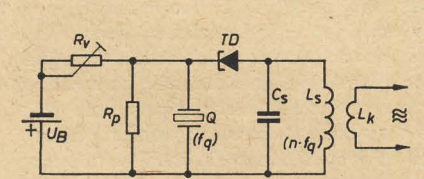


Bild 3: Oberwellenanregung eines Schwingquarzes mit Tunneldiode

Die Tunneldiode als Verstärkerelement

Bisher wurde nur die Anwendung der Tunneldiode als Oszillator behandelt. Das Bauelement ist jedoch auch als Verstärkerelement geeignet. Die Vorteile sind sehr geringes Rauschen und hohe mögliche Betriebsfrequenzen –, wenn mit ihm ein Schwingkreis soweit entdämpft wird, daß dessen Verlustwiderstand im Idealfall gerade vollständig kompensiert wird. Hierzu muß der negative Widerstand der Tunneldiode regelbar sein, was durch Arbeitspunktänderung erreichbar ist. Dabei ändert sich jedoch auch die Diodenkapazität, die in den zu entdämpfenden Kreis transformiert wird. Da ein solcher Verstärker ein Zweipol ist, bereitet auch die Entkopplung von Ein- und Ausgang Schwierigkeiten. Ändert sich die Ein- oder Ausgangs-Abschlußimpedanz, so kommt es ebenso wie bei Verstimmung des Kreises durch die Tunneldiode sehr leicht zu Instabilitäten. Weiter ist zu beachten, daß die Tunneldiode selbst mit ihrer Diodenkapazität und der Zuleitungsinduktivität ein schwingfähiges Gebilde mit einer Eigenresonanz je nach Bauform im MHz- oder GHz-Bereich ist. Aus all diesen Gründen ist der Aufbau eines Tunneldiodenverstärkers ein nur schwer lösbares Stabilitätsproblem. Gegenüber den in der Literatur zu findenden Prinzipschaltungen eines Tunneldiodenverstärkers läßt sich eine gewisse Verringerung dieser Schwierigkeiten erreichen, wenn man die Eigenkapazität der Tunneldiode durch geeignete Schaltmaßnahmen eliminiert und ihren negativen Widerstand frequenzunabhängig in den zu entdämpfenden Kreis eintransformiert. Bild 4 zeigt eine solche Schaltung. R_V, R_p und C_p entsprechen dem bereits Bekannten. L_s/C_s ist der zu entdämpfende Kreis. TD ist mit C_d überbrückt. Die Eigenkapazität der Diode wird mit C_d soweit erhöht, daß die Diode mit ihrer Zuleitungsinduktivität wegen des zu kleinen L/C-Verhältnisses nicht mehr schwingfähig ist. C_d muß daher unmittelbar an TD mit möglichst kurzen Anschlüssen angebracht werden. Da $C_d \approx C_p$ ist, ist auch der Kreis TD – C_p – L_k praktisch nicht mehr schwingfähig. Der negative Widerstand von TD wird nun über L_k in den Kreis L_s/C_s eingekoppelt, wobei $L_k : L_s \approx 1:3$ sein soll. Höhere Übersetzungsverhältnisse erlauben einen höheren Resonanzwiderstand für den Kreis L_s/C_s, erhöhen aber auch die Stabilitätsprobleme. Mit R_V wird der Arbeitspunkt von TD so eingestellt, daß deren negativer Widerstand – mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses L_k/L_s im Schwingkreis auftretend – gleich dessen Resonanzwiderstand ist. Wird diese Bedingung nicht genau eingehalten, so kommt der Kreis entweder ins Schwingen oder wird nur geringfügig entdämpft. Wie leicht zu erkennen ist, macht sich eine Änderung der Diodenkapazität jetzt nicht mehr störend bemerkbar. Trotzdem müssen, da der negative Widerstand sowohl arbeitspunkt- als auch temperaturabhängig ist, Arbeitspunkt und Diodentemperatur konstant gehalten werden. Während ersteres schaltungstechnisch lösbar ist, bereitet die Kompensation von Schwankungen der Umgebungstemperatur Schwierigkeiten und bedingt beachtlichen Aufwand. Trotz der Eliminierung der Diodenkapazität mittels C_d zeigte sich beim Versuchsmuster, daß gerade die Bauform der Diode GE 117 gegenüber einigen früheren Mustern stark auf die Umgebungstemperatur reagiert. Die Schaltung war daher nicht ohne sehr genau konstantgehaltene Umgebungstemperatur stabil zu machen. Ihre praktische Anwendung ist damit noch nicht befriedigend möglich. Auf Grund der bisher mit Tunneldiodenverstärkern gemachten Erfahrungen kann gesagt werden, daß diese Anwendung der Tunneldiode vorläufig für industrielle Zwecke ausscheidet und ihre Bedeutung z. Z. nur für wissenschaftliche Zwecke hat.

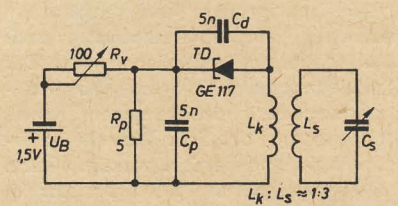


Bild 4: Entdämpfung eines Schwingkreises durch Eintransformieren des negativen Widerstandes einer Tunneldiode

Schaltungsbeispiele für HF-Verstärker

Die im Bild 4 gezeigte Schaltung wurde versuchsweise zur Entdämpfung einer Mittelwellen - Ferritstabantenne („Sternchen"-Empfänger) angewendet. Dabei wurde L_k direkt auf den Ferritstab aufgebracht und L_s/C_s durch die dort bereits vorhandene Vorkreiswicklung und den Vorkreis-Drehko nachgebildet. Kurzzeitig konnte damit eine beträchtliche Empfindlichkeitssteigerung des Empfängers erreicht werden, aus den genannten Gründen setzte jedoch bald Selbsterregung ein. Die in [3] für eine derartige Schaltung genannte Verstärkung von 20···30 dB dürfte nur durch Anordnung der Tunneldiode in einem Thermostaten und Konstantstromspeisung erreichbar sein.

Ähnliche Erfahrungen wurden mit der Schaltung Bild 4 als Antennenverstärker bei den Frequenzen um 95 MHz (UKW-Rundfunk-Band) und 175 MHz (TV-Band III) gemacht. Dabei wurde jeweils im Kreis bei L_s eine Antenne mit etwa 70 Ω Fußpunktwiderstand über ein Drittel,

der Ausgang zum nachfolgenden Empfänger (300 Ω) über zwei Drittel der Windungszahl von L_S angeschlossen. Für kurze Zeiträume konnte auch hier eine beachtliche Verstärkung erreicht werden, die jedoch nicht stabil war. Immerhin bewiesen diese Versuche die grundsätzliche Richtigkeit des mit Bild 4 gewählten Lösungsweges. Es erscheint für derartige Zwecke wesentlich, eine Tunneldioden-Ausführung zu finden, deren negativer Widerstand einen geringstmöglichen Temperaturgang aufweist.

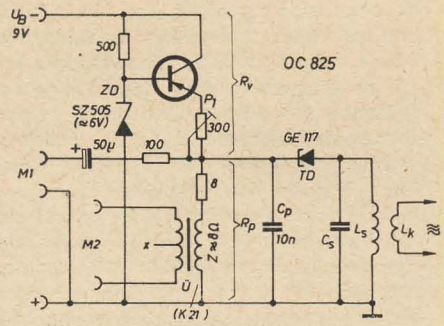


Bild 5: Speisestromstabilisierung für Tunneldiodenschaltungen

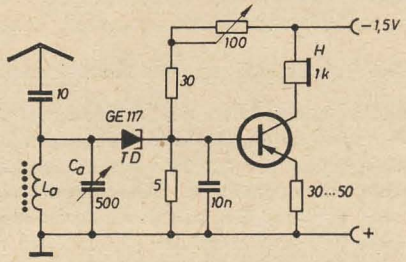


Bild 6: Empfängerschaltung (Audionschaltung) mit Tunneldiode. Die Schaltung ist prinzipiell für alle Frequenzen bis in das VHF-Gebiet geeignet

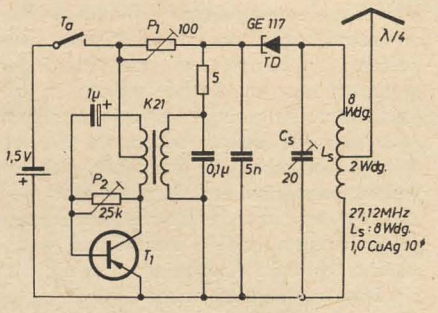


Bild 7: Tonmodulierter Fernsteuersender mit Tunneldiode (Der Elko ist umzupolen)

Stabilisierung des Arbeitspunktes

Bild 5 zeigt die Stabilisierung der Betriebsspannung der Tunneldiode (Konstantstromspeisung). Damit werden die bisher gezeigten Schaltungen unabhängig von den praktisch auftretenden Änderungen der Betriebsspannung U_B. Eine Zenerdiode ZD stellt das Bezugspotential für die Basis des Regeltransistors OC 825. Dessen Emitterpotential wird daher stets proportional dem Betrag der Zenerspannung festgehalten. Da es durch den Spannungsabfall an P_1 und R_p zustande kommt, ist auch der Strom durch R_p konstant. Mit P_1 wird der Arbeitspunkt der Tunneldiode eingestellt. C_p, C_s und L_s werden je nach Anwendung gemäß den Bildern 1 bis 4 dimensioniert. Diese Schaltung ist daher auch für Quarzoszillatoren anwendbar und für stabile Tunneldiodenverstärker Voraussetzung.

Modulationsmöglichkeiten für Oszillatoren

Im Bild 5 ist ein freischwingender Oszillator angenommen. Für dessen Frequenz- und Amplitudenmodulation sind im Bild 5 zusätzlich zwei Möglichkeiten angegeben. Man kann die modulierende NF-Spannung entweder über den Anschluß M 1 direkt einspeisen oder durch einen mit R_p in Reihe liegenden Übertrager einkoppeln (Anschluß M 2). In diesem Fall muß die Sekundärwicklung des Übertragers sehr niederohmig sein. Beim Versuchsmuster erwies sich der „Sternchen"-Ausgangsübertrager Typ K 21 als gut geeignet. Bei etwa gleichem Modulationsspannungsbedarf an M 1 und M 2 ($\approx$ 1 mV) erreicht man an M 2 eine etwas höhere Eingangsimpedanz. Die Schaltung dürfte insbesondere für drahtlose Mikrofone interessant sein, weil bei diesen wegen der aus Gründen der Übertragungsqualität erforderlichen Frequenzmodulation nicht mit Quarz gearbeitet werden kann, aber mit einer allmählich absinkenden Batteriespannung gerechnet werden muß. Durch Verwendung einer Zenerdiode geringerer Zenerspannung kann bei etwas schlechterem Stabilisierungsgrad die Batteriespannung nötigenfalls bis auf etwa 3 V gesenkt werden.

Pseudo-Audionschaltung mit Tunneldiode

Bild 6 zeigt eine weitere experimentelle Anwendung der Tunneldiode als entdämpfendes Element. Diese Schaltung läßt sich bei Verwendung eines festabgestimmten Schwingkreises extrem klein aufbauen. Es handelt sich um eine Abart der „Audionschaltung". Die Tunneldiode entdämpft hier den – beim Mustergerät für Mittelwelle ausgelegten – Schwingkreis L_a/C_a. Die Schaltung entspricht insoweit dem Bild 1, jedoch wird das 100-Ω-Potentiometer, das wie ein Rückkopplungsregler beim normalen Audion bedient wird, knapp vor dem Einsatz der Selbsterregung geregelt. Da die Tunneldiode in diesem Punkt in Nähe ihres Höckerstromes, also in einem relativ stark gekrümmten Teil ihrer Kennlinie, arbeitet, bewirkt sie gleichzeitig die Demodulation. Am 5-Ω-Widerstand ist daher bereits die demodulierte NF-Spannung vorhanden. Sie wird hier mit einer galvanisch angekoppelten NF-Stufe nachverstärkt und reicht dann bereits für Kopfhörerempfang auch schwach einfallender Stationen aus. Der Emitterwiderstand gleicht die Basis-Emitterspannung des Transistors der Tunneldiodenspannung an. Sein Wert ist exemplarabhängig und bewirkt praktisch keine Verstärkungsminderung. Als Transistor ist jeder beliebige NF-Typ geeignet, der aber ein möglichst hohes β aufweisen soll. Anstelle von H kann auch ein Kollektorwiderstand vorgesehen und an ihm zu nachfolgenden NF-Stufen ausgekoppelt werden. Interessant an dieser Schaltung ist ihre grundsätzliche Verwendbarkeit bis zu Frequenzen um 150 MHz, wenn L_a und C_a entsprechend dimensioniert werden (Richtwert für 100 MHz: $C_a \approx 15 \cdots 20$ pF). Besonders hohe Kreisgüte ist aus den genannten Gründen auch hier nicht erforderlich. Bei Mittelwelle sollte auf HF-Litze verzichtet werden! Die praktischen Erfahrungen mit dieser Schaltung ergaben kurzzeitig eine überraschend hohe Empfindlichkeit, jedoch war auch hier keine befriedigende Stabilität erreichbar.

Interessante Oszillatoranwendungen

Wie die bisherigen Ergebnisse zeigen, wird die Tunneldiode für den Anwender – abgesehen von der Impuls- und Rechentechnik – zunächst als Oszillator interessant sein. Deshalb werden im folgenden einige solcher Anwendungen gezeigt, die näher erprobt wurden und sich gut bewährt haben.

Mit der Tunneldiode lassen sich sehr einfache Kleinstsender für kurze Reichweiten bauen. Außer für drahtlose Mikrofone eignen sie sich als Fernschalt- und Fernsteuersender. Als mögliche Anwendungen seien Modellfernsteuerung und Garagentür-Fernschalter genannt. Hierzu muß der Sender mit einer oder mehreren Tonfrequenzen amplitudenmoduliert werden.

Kleinsender für Modellfernsteuerung

Bild 7 zeigt eine für Modellfernsteuerung geeignete Senderschaltung für 27,12 MHz und etwa 0,7···1 mW Sendeleistung. Mit einem leistungsfähigen Pendelaudionempfänger sind Reichweiten um 100 m und mehr möglich. Die Frequenzkonstanz ist, solange auf Verwendung einer frischen Batterie geachtet oder die Speiseschaltung nach Bild 5 benutzt wird, ausreichend, um die gesetzlichen Vorschriften einzuhalten. Anstelle der etwas unbequemen Viertelwellen-Antenne kann auch eine verkürzte Antennenform mit Verlängerungsspule gewählt werden. Günstiger ist jedoch dann ein π-Filter-Ausgang zur Antennenanpassung und gleichzeitigen Oberwellenunterdrückung. Letztere ist wegen der geringen Sendeleistung allerdings unkritisch. Der eigentliche Oszillator entspricht dem Bild 1, mit P_1 wird auf beste HF-Ausbeute abgeglichen. T_a ist die Kommandotaste. Die Tonmodulation erfolgt hier durch Einspeisung in den Fußpunkt des Tunneldioden-Spannungsteilers. Für den Tongenerator ist ein beliebiger NF-Typ (50···150 mW) geeignet. P_2 wird so eingestellt, daß der Generator gerade anschwingt, außerdem ist damit ein Tonhöhen-Feinabgleich möglich. Die 1-kHz-Tonfrequenz kann durch Änderung des 1-μF-Elkos grob festgelegt werden. Für

Mehrkanalsteuerung kann dieser Elko umschaltbar gemacht werden. Es ergibt sich eine annähernde Rechteckmodulation mit 100% Modulationsgrad. Wegen dieser Modulationsform macht sich die theoretisch zu erwartende Frequenzmodulation nicht störend bemerkbar, da deren Hub fast schlagartig „springt" und eine der beiden so entstehenden benachbarten Sendefrequenzen praktisch ausgetastet wird.

Fernschalt-Kleinstsender

Eine für die Tunneldioden-Schaltungstechnik typische Vereinfachung dieses Senderprinzips zeigt Bild 8. Es handelt sich um einen quarzgesteuerten tonmodulierten 27,12-MHz-Fernschaltsender mit einer festen Modulationsfrequenz. Diese wurde mit Rücksicht auf einen gerade vorhandenen Pendelaudionempfänger mit Tonkreisschaltstufe, der komplett in Gießharz eingebettet und NF-mäßig nicht umstimmbar ist, auf 400 Hz festgelegt. Der Verfasser benutzt diesen Sender und Empfänger für die Funk-Fernauslösung von Kameras mit Motoraufzug in der Tierfotografie. Dabei werden lediglich Reichweiten um 40 bis 50 m gefordert, so daß mit einer Sendeleistung von 0,3 mW auszukommen war. Der HF-Oszillator entspricht dem Bild 2. Interessant ist hier die Tonerzeugung. Hierfür ist ein NF-Schwingkreis, bestehend aus L_m und dem 10-μF-Elko, vorhanden. Mit der ungewohnt hohen Kreiskapazität von 10 μF ergab sich die gewünschte Frequenz von 400 Hz, wobei L_m die Sekundärwicklung eines Original-„Sternchen"-Ausgangstrafos K 21 ist, dessen Primärwicklung nicht angeschlossen wurde. Der Kreis

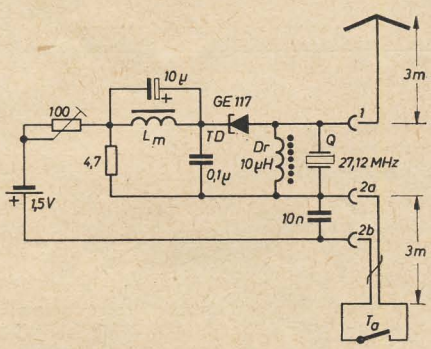


Bild 8: Einfacher quarzgesteuerter Fernschaltsender mit Tonmodulation 400 Hz und Tunneldiode als einzigem aktivem Element

hat demzufolge einen sehr niedrigen Resonanzwiderstand. TD liegt HF-mäßig über den 0,1-μF-Kondensator dem Quarz parallel, NF-mäßig dagegen über Drossel Dr und den 4,7-Ω-Widerstand dem NF-Schwingkreis. Beide werden von TD entdämpft. Auch hier kommt es zu einer annähernden Rechteck-Amplitudenmodulation mit 100% Modulationsgrad, ohne störenden FM-Anteil und mit guter Konstanz der HF- und NF-Schwingung. Diese Schaltung dürfte an Einfachheit kaum zu unterbieten sein. Da der Sender nur ortsfest angewendet, aber sehr klein gebaut werden sollte, wurde als Antenne ein

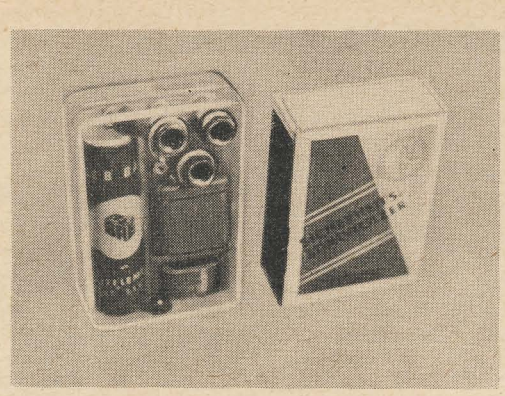


Bild 9: Ausgeführtes Versuchsmuster zur Schaltung nach Bild 8

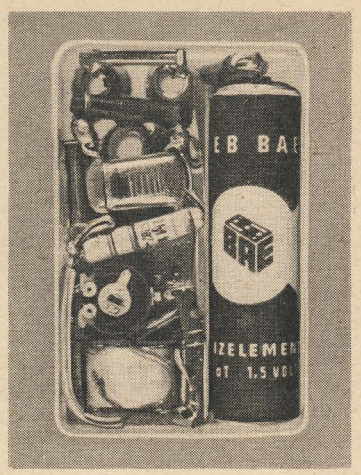


Bild 10: Innenansicht des Versuchsmusters ▶

Halbwellendipol gewählt, der symmetrisch direkt an den Quarz angekoppelt wird. Er besteht aus zwei je 3 m langen „Zweigen", deren oberer – Anschluß 1 – vertikal in einem Baum o. ä. Befestigungspunkt aufgehängt wird, während der untere Zweig (2a, 2b) frei nach unten durchhängt oder auf dem Erdboden ausgelegt wird. Dieser Zweig enthält zwei HF-mäßig parallel geschaltete Adern, an deren Ende die Kommandotaste T_a angeordnet ist, und dient damit gleichzeitig als Bedienungsleitung. Benutzt wurde dafür ein Stück normale Kunststofflitze. Der komplette Sender mit Batterie fand in einem Polystyrolgehäuse 55 × 35 × 15 mm Platz (Bilder 9 und 10). Im praktischen Betrieb wirkte sich der Temperaturgang der Tunneldiode lediglich in merklich schwankender HF-Leistung je nach Umgebungstemperatur aus.

Resonanzfrequenzmesser

Als abschließendes Anwendungsbeispiel zeigt Bild 11 die Schaltung eines Resonanzfrequenzmessers (Dipmeter). Derartige Hilfsmittel werden vom Amateur meist mit Transistoren ausgestattet. Auch hier kann die Tunneldiode eine Vereinfachung bringen und sich insbesondere bei hohen Frequenzen (2-m-Band) bewähren. Im Prinzip handelt es sich wieder um einen HF-Oszillator gemäß Bild 1, wobei die Schwingkreiskapazität C_a mit einer Ableseskala versehen und die Schwingkreisinduktivität L_a je nach Bereich von außen angesteckt wird. C_a und L_a richten sich nach dem gewünschten Frequenzbereich. Für Frequenzen um 100···150 MHz ist $C_a \approx 20$ pF. Mit R_1 erfolgt die einmalige Arbeitspunkteinstellung von TD. Bei Resonanz des zu messenden, an L_a angekoppelten Schwingkreises sinkt die HF-Spannung an C_a in bekannter Weise ab. Die HF-Spannung wird über 5 pF ausgekoppelt, an D_1 gleichgerichtet und die Diodenrichtspannung der Basis von T_2 zugeführt. Für den Indikator wurde eine etwas ungewöhnliche Lösung gewählt. Das teuerste Bauteil eines Amateur-Resonanzmeters ist das Anzeigeinstrument. Es wurde hier durch eine preislich günstigere und praktisch vorteilhaftere akustische Anzeige ersetzt. T_1 bildet mit Ü und dem Kleinohrhörer H einen Tongenerator, der mit sehr geringer Energie (wenige Zehntel Volt, 0,1···0,15 mA) auskommt. Er erhält seine Betriebsspannung über R_2. Dieser Widerstand wird so eingestellt, daß – ohne Resonanz bei L_a – der Tongenerator gerade anschwingt. Ihm parallel liegt T_2. Bereits eine geringe Änderung der Richtspannung an D_1 ergibt wegen des hohen Wertes von R_2 eine beträchtliche Betriebsspannungsänderung für den Tongenerator, was im Hörer als deutliche Tonhöhenänderung merkbar wird. Nach diesem Verfahren lassen sich auch sehr schwache

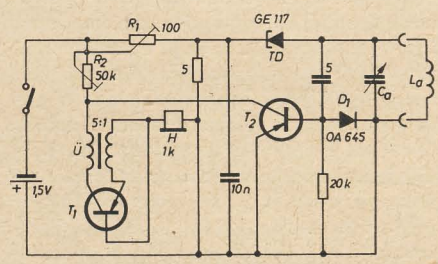


Bild 11: Resonanzfrequenzmesser (Dipmeter) mit Tunneldiode und akustischer Dip-Anzeige

Dips noch sicher erkennen. L_a kann entsprechend lose angekoppelt werden. Außerdem ist der Benutzer nicht auf Instrumentbeobachtung angewiesen und kann das Dipmeter ohne Rücksicht auf den Betrachtungswinkel dicht an den zu messenden Schwingkreis heranbringen. Als Übertrager Ü eignen sich alle NF-Kleinübertrager mit etwa 1 : 2···1 : 6 Übersetzungsverhältnis (5 K 10, K 20 u. ä.). Für T_1 ist jeder beliebige NF-Typ bereits mit β-Werten um 10 geeignet. Auch für T_2 kann ein beliebiger NF-Typ benutzt werden, der jedoch ein β von mindestens 30 bis 35 und geringstmöglichen Kollektorreststrom aufweisen soll.

Literatur

[1] Loßack, H. J.: Die Tunneldiode. radio und fernsehen 12 (1963), H. 7, 9, 11, 13, 14, 15 und 17

[2] Jakubaschk, H.: Drahtloses Mikrofon mit Tunneldioden-Sender. radio und fernsehen 13 (1964), H. 13

[3] László, H.: Kapcsolások alagútdiódával. Rádiótechnika 14 (1964), H. 9

[4] Gorjunow, N., und Eksler, A.: Radio (1964), H. 12, S. 38

[5] Vorläufiges Datenblatt „Tunneldioden", VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin 1964

Kapazitätsdioden als VHF-Abstimmittel

In radio und fernsehen 14 (1965), H. 5, S. 130 wurde bereits der neue „Monomat"-VHF-Kanalwähler der Firma Grundig mit Kapazitätsdioden-Abstimmung vorgestellt. Dieses Prinzip wurde hier zum ersten Mal industriell verwirklicht. Darum soll nochmals auf den „Monomat" eingegangen werden.

Wie bekannt ist, läßt sich durch einfaches Ändern der Sperrspannung einer Kapazitätsdiode die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises ändern (Bild 1). Von dieser Möglichkeit machen alle modernen Kapazitätsdioden-Nachstimmeinrichtungen in AFR-Schaltungen Gebrauch (AFR = Automatic Frequency Regulation, automatische Scharfabstimmung). Es liegt deshalb nahe, zur Abstimmung eines Empfängers auf den gewünschten Sender statt des allgemein üblichen Drehkondensators ebenfalls Kapazitätsdioden zu verwenden. Die Vorteile gegenüber der klassischen Abstimmmethode wäre u. a., daß die vollelektronische Abstimmung durch einfaches Verändern einer Gleichspannung vorgenommen wird. Der abzustimmende Schwingkreis kann deshalb auch räumlich getrennt vom Abstimmorgan (einem Potentiometer) sitzen; es gibt keine biegsamen Wellen oder Bowdenzüge dabei. Sogar eine Fernabstimmung ist unproblematisch, da zwischen dem Bedienungsteil und den abzustimmenden Schwingkreisen lediglich Gleichspannung übertragen werden muß. Etwas Schwierigkeiten macht es, mehrere Kreise im Gleichlauf mit Kapazitätsdioden abzustimmen, da die Daten derartiger Dioden streuen.

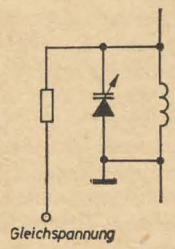


Bild 1: Prinzip der Abstimmung mit Kapazitätsdiode

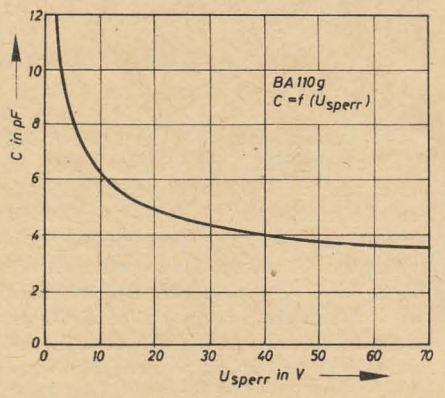


Bild 3: Kennlinie C = f (U_{sperr}) der zur Abstimmung verwendeten Kapazitätsdioden BA 110 g

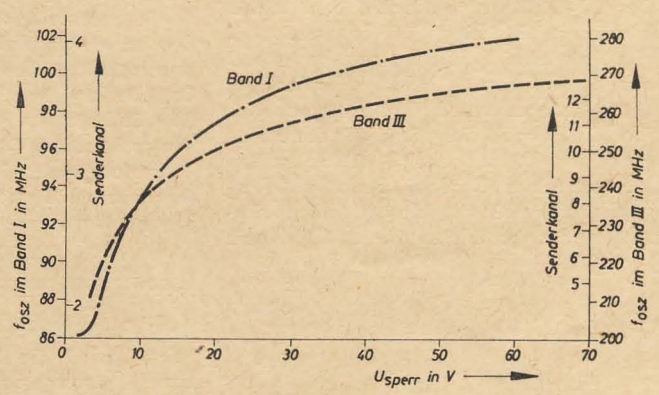


Bild 4: Änderung der Oszillatorfrequenz im „Monomat" in Abhängigkeit von der Gleichspannung

Im „Monomat" (Schaltung im Bild 2) wurde die Abstimmung eines TV-Kanalwählers für VHF mittels solcher Kapazitätsdioden vorgenommen. Man verwendete die Dioden BA 110 g, deren Kennlinie C = f (U_{sperr}) Bild 3 zeigt. Um den Gleichlauf zu sichern, sind in Reihe mit den Dioden D_1 und D_2 in den Bandfilterkreisen kleine Festkondensatoren geschaltet. Ihre Größe richtet sich nach den Werten der Dioden.

Alle Abstimmdioden (D_1 und D_2 im Bandfilter, D_3 im Oszillatorkreis) werden von einem Potentiometer gesteuert, an dem der gewünschte Senderkanal eingestellt werden kann. Auf der Achse des Potentiometers sitzen Umschaltkontakte, die bei Übergang vom Band I auf Band III einen Teil der Schwingkreisinduktivitäten kurzschließen. Dieses Prinzip ist nicht neu, man findet es auch im durchstimmbaren Gitterbasistuner unserer Standard-Fernsehgeräte. Neu ist im „Monomat" aber u. a. die Transistorbestückung, auf deren Schaltung hier nicht im einzelnen eingegangen werden muß. T_1 arbeitet als geregelte VHF-Vorstufe in Basisschaltung, T_2 dient als Mischer, während T_3 die Funktion des Überlagerungsoszillators übernimmt. Die Gleichspannung zum Betrieb der Transistoren und zur Abstimmung ist mit der Zenerdiode D_4 stabilisiert.

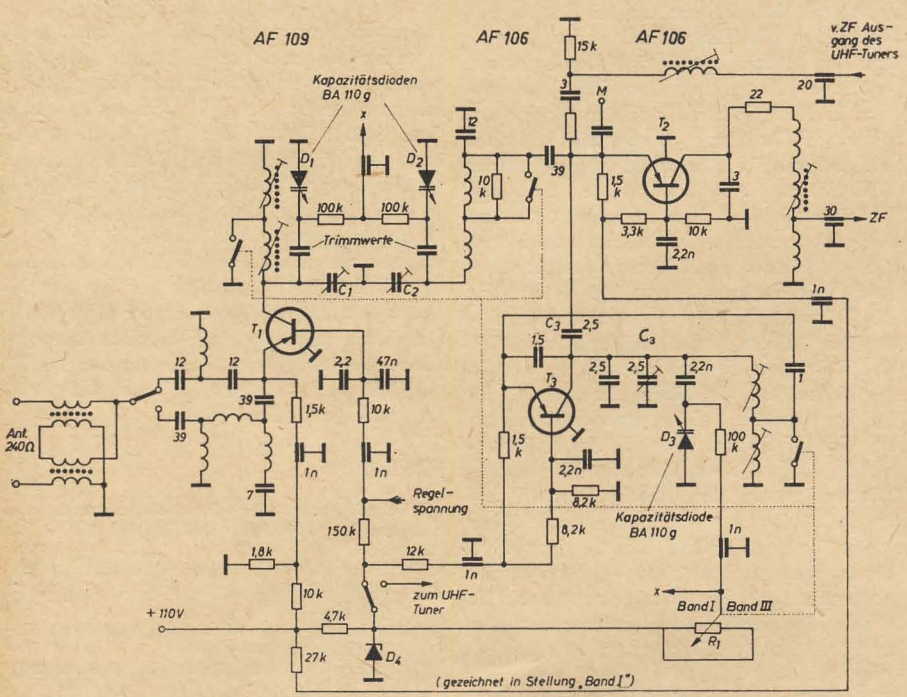


Bild 2: Schaltung des VHF-Tuners im „Monomat" mit Kapazitätsdioden-Abstimmung

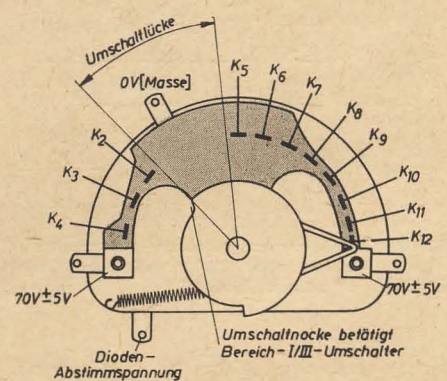


Bild 5: Skizze des Abstimmpotentiometers im „Monomat"

Fortsetzung auf Seite 307

K. STURM **20**

Empfängerröhren für Spezialzwecke

Teil 2 und Schluß

Pentoden EF 860 EL 861 IF 860 IL 861 EF 861 EF 865

Die **EF 861,** eine steile Pentode, ist wegen ihres hohen S/C-Verhältnisses besonders für Breitbandverstärker geeignet.

Betriebswerte der EF 861 als Pentode

Betriebsspannung U_{ba} in V	190
Bremsgitterspannung U_{g3} in V	0
Schirmgitterbetriebsspannung U_{bg2} in V	160
Gitterbetriebsspannung U_{bg1} in V	9
Katodenwiderstand R_k in Ω	630
Anodenstrom I_a in mA	13 ± 0,8
Schirmgitterstrom I_{g2} in mA	3,3 ± 0,5
negativer Gitterstrom — I_{g1} in µA	≦ 0,5
Steilheit S in mA/V	16,5 ± 2,3
Phasenwinkel der Steilheit φ_s in Grad	9
Schirmgitterverstärkungsfaktor $\mu_{g2/g1}$	50
Innenwiderstand R_i in kΩ	90
Eingangswiderstand r_e in kΩ (f = 100 MHz, beide Katodenanschlüsse parallelgeschaltet)	2,0
äquivalenter Rauschwiderstand $r_{ä}$ in Ω	460
Außenwiderstand R_a in kΩ	1
Gitterwechselspannung $U_{g1\,eff}$ in V	0,1
Klirrfaktor der 2. Harmonischen k_2 in %	1,6
Gittervorspannung	
(I_{g1} = 0,3 µA) — U_{g1} in V	≦ 0,5[1]
(I_a < 0,8 mA) — U_{g1} in V	≦ 4,5[1]

[1]) bei U_f = 6,3 V, U_a = 180 V, U_{g3} = 0 V, U_{g2} = 150 V

Betriebswerte der EF 861 als Triode

Betriebsspannung U_{ba} in V	160
Gitterbetriebsspannung U_{bg1} in V	9
Katodenwiderstand R_k in Ω	620
Anodenstrom I_a in mA	16,5
Steilheit S in mA/V	18,5
Verstärkungsfaktor µ	50
Innenwiderstand R_i in kΩ	2,7
äquivalenter Rauschwiderstand $r_{ä}$ in Ω	225

Die **E/IL 861** ist eine steile Endpentode. Sie wird besonders in Weitverkehrsanlagen eingesetzt.

Betriebswerte der E/IL 861 als Vorverstärker

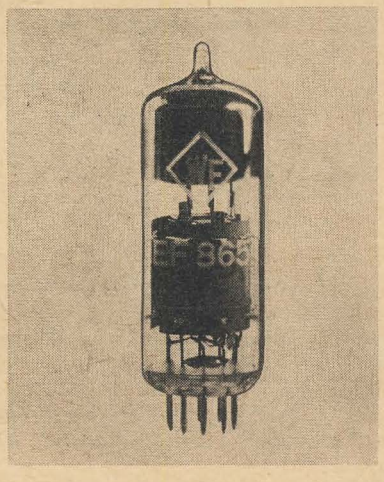
Anodenspannung U_a in V	210
Bremsgitterspannung U_{g3} in V	0
Schirmgitterspannung U_{g2} in V	210
Außenwiderstand R_a in kΩ	20
Katodenwiderstand R_k in Ω	180
Anodenstrom I_a in mA	15
Schirmgitterstrom I_{g2} in mA	4
Steilheit S in mA/V	10
Innenwiderstand R_i in MΩ	0,4
Verstärkung $U_{a\sim}/U_{g1\sim}$ in Neper	5,15

Betriebswerte der E/IL 861 als Endverstärker

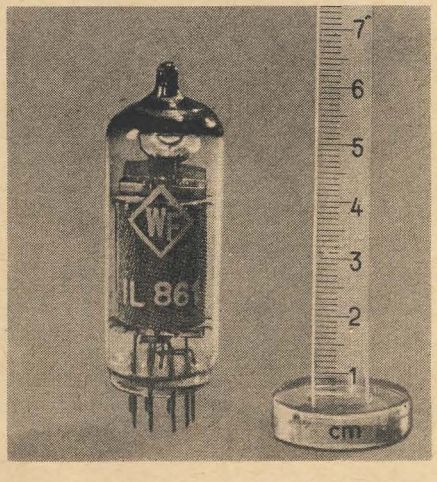
Anodenspannung U_a in V	210
Bremsgitterspannung U_{g3} in V	0
Schirmgitterspannung U_{g2} in V	210
Außenwiderstand R_a in kΩ	15
Katodenwiderstand R_k in Ω	120
Anodenstrom I_a in mA	20
Schirmgitterstrom I_{g2} in mA	5,3
Steilheit S in mA/V	11
Innenwiderstand R_i in MΩ	0,3
Ausgangsleistung $N_\sim$ in W	1
Klirrfaktor k in %	5

Die **EF 865** ist eine steile rauscharme Regelpentode mit hohem Eingangswiderstand. Sie wird in HF- und ZF-Vorverstärkerstufen verwendet. Die EF 865 ist die kommerzielle Ausführung der Empfängerröhre EF 85. Auf Grund ihrer verbesserten Eigenschaften wird sie vor allem in kommerziellen Meßgeräten, Verstärkern, Richtfunkgeräten und industriellen Fernsehanlagen eingesetzt.

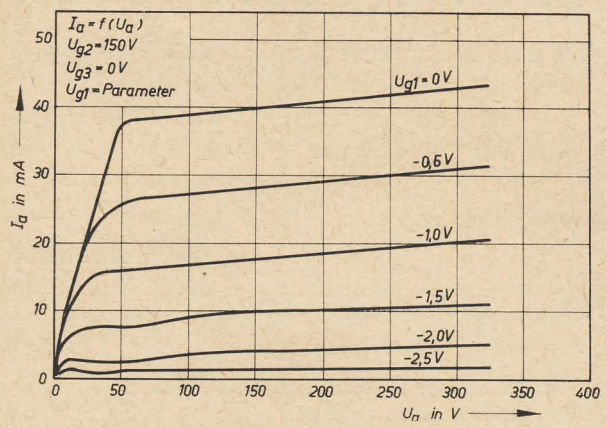
Regelpentode EF 865



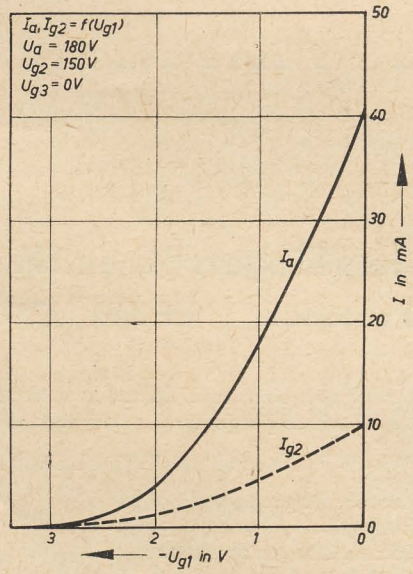
Endpentode IL 861



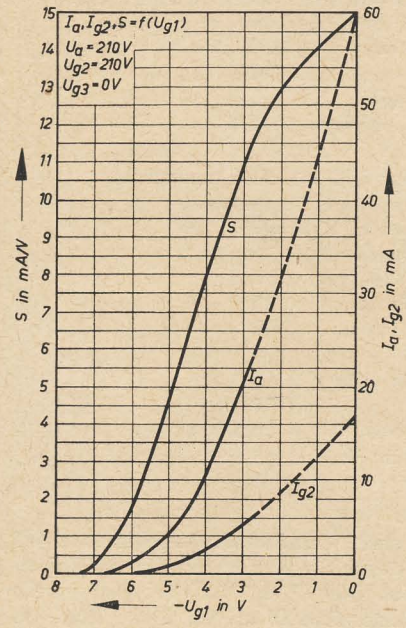
EF 861



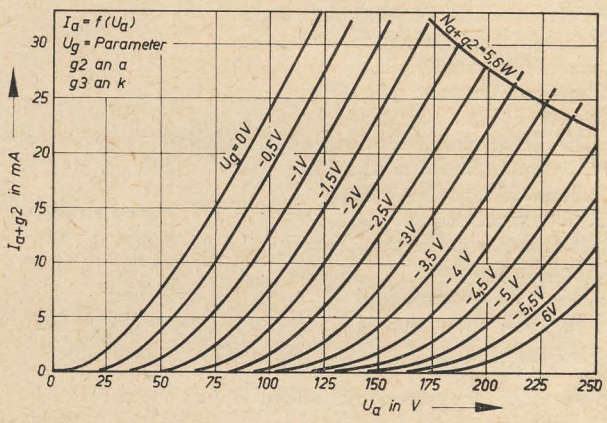
EF 861



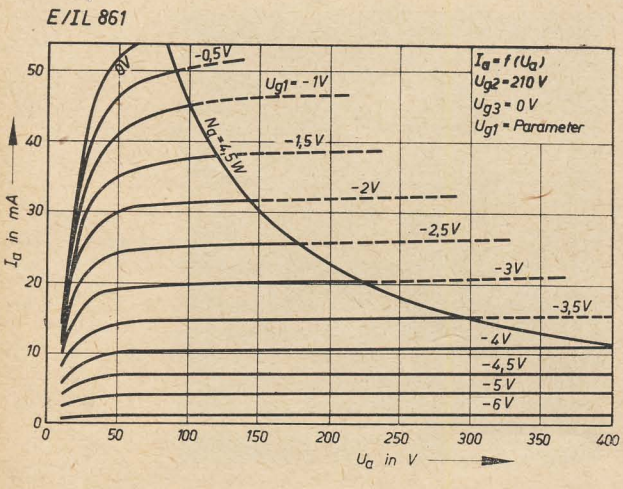
E/IL 861



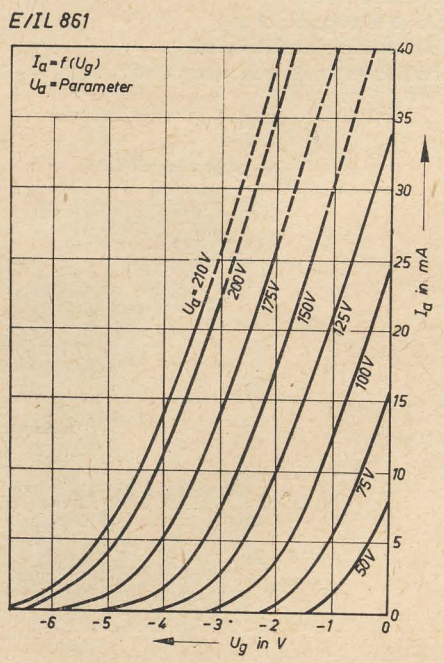
E/IL 861



E/IL 861



E/IL 861



radio und fernsehen

14 (1965) H. 10

Gleichspannungsstabilisierung mit Zenerdioden (1)

Bd. Rg. 3
Blatt 1

Labor- und Berechnungsunterlagen

DK 621.3.072.2

1. Wirkungsmechanismus der Zenerdiode

Wird eine Kristalldiode (pn-Übergang) in Sperrichtung an eine immer größere Spannung gelegt, wächst das elektrische Feld in unmittelbarer Nähe des pn-Überganges stark an, und bei Feldstärken von $10^5 \cdots 10^6\ V \cdot cm^{-1}$ tritt die Zerstörung ein (Durchschlag). Zuvor gibt es jedoch reversible Durchbruchserscheinungen, von denen eine der sog. Zenereffekt ist. Er beinhaltet den durch große Feldstärken bewirkten Übergang von Valenzelektronen ins Leitungsband (Feldemission). Das abrupte Einsetzen eines größeren Stromes erfolgt bei einer Feldstärke von etwa $10^4 \cdots 10^6\ V \cdot cm^{-1}$. Das Herauslösen von Valenzelektronen aus dem Gitterverband hat eine Erhöhung der Anzahl der freien Leitungsträger zur Folge, und der Widerstand des Materials nimmt sprunghaft ab. Der für den Durchbruch verantwortliche Effekt ist der Lawineneffekt (Stoßionisation). Man nimmt heute an, daß der Zenereffekt bei niedrigen Zenerspannungen (< 6 V) überwiegt, während bei höheren Zenerspannungen auf jeden Fall der Lawineneffekt den Hauptanteil hat.

Der Betrieb einer Diode in Sperrichtung ist durch einen sehr niedrigen Sperrstrom gekennzeichnet, da die freien Löcher der p-Schicht und die freien Elektronen der n-Schicht von der pn-Grenzzone abgezogen werden und nicht durch sie hindurchdiffundieren können. Erst hohe elektrische Feldstärken beschleunigen die wenigen freien Elektronen und Löcher des Sperrstromes so stark, daß beim Zusammenstoß mit den Kristallatomen Elektronen oder Löcher herausgeschlagen werden (lawinenartiger Vorgang). Als Grundstoff für Zenerdioden dient Silizium, da hier ein sehr kleiner Sperrstrom und ein ausgeprägter Zenerknick zu verzeichnen ist.

2. Eigenschaften und Definitionen

Das Hauptanwendungsgebiet der Zenerdioden ist die Stabilisierung von Gleichspannungen. Während Glimmstabilisatoren ab $50 \cdots 70$ V eingesetzt werden können, ist es möglich, mit Zenerdioden schon ab etwa $3 \cdots 4$ V direkt zu stabilisieren.
Vorteile gegenüber den Glimmstabilisatoren:

a) keine langsame Veränderung der Brennspannung durch Verschleiß des Katodenmaterials, da bei Zenerdioden Zener- bzw. Lawineneffekt Festkörpereigenschaften sind;

b) keine Erhöhung der Spannung (Zündspannung) zur Einleitung des Stabilisierungsvorganges erforderlich.

2.1. Statisches Verhalten

Unter statischem Verhalten sei der eingeschwungene Zustand aller Einflußgrößen, auch der thermischen, verstanden. Bild 1 zeigt das Kennlinienfeld (Mittelwerte) der Typen ZA 250/5 $\cdots$ ZA 250/9.
Zur Berechnung von Stabilisierungsschaltungen und Auswertung des Kennlinienfeldes müssen bestimmte Definitionen festgelegt werden.

Zenerspannung U_z ≙ dem Durchbruchsgleichspannungswert im Stabilisierungspunkt der Zenerdiode,

Zenerstrom I_z ≙ dem Gleichstromwert im Stabilisierungsbereich der Zenerdiode,

Zenerwiderstand r_z ≙ dem differentiellen Sperrwiderstand im Stabilisierungsbereich.

Der differentielle Widerstand ist der dynamische Widerstand für eine nach Null gehende Aussteuerung. Er ist somit der Widerstand für einen Punkt einer statischen Strom-Spannungskennlinie, der sich aus der Neigung der Tangente in diesem Punkt ergibt (Bild 2).

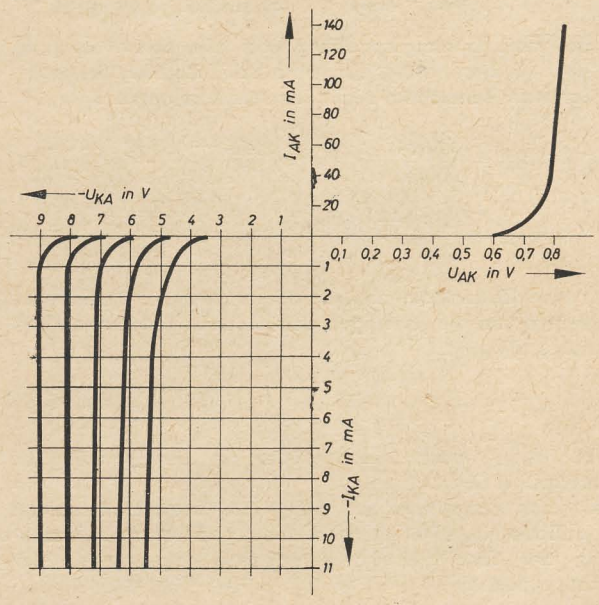
$$r_z = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z} \qquad (1a)$$

Der aus der statischen Kennlinie ermittelte Zenerwiderstand gilt nur für langsame Spannungsänderungen. Die max. zu erwartende Änderung der Zenerspannung ist näherungsweise

$$\Delta U_{z\,max} = r_z \cdot \Delta I_{z\,max} = r_z\,(I_{z\,max} - I_{z\,min}) \qquad (1b)$$

Der differentielle Widerstand ist bei einzelnen Dioden unterschiedlich und hängt im wesentlichen von der Durchbruchsspannung U_D ab. Kleinste Werte erhält man im Bereich $U_D = 6 \cdots 10$ V. Für Werte etwa über 20 V besteht an-

Bild 1



nähernd ein quadratischer Zusammenhang zwischen U_D und r_z.

$$r_z = K \cdot U_D^2 \tag{2}$$

K ≙ Proportionalitätsfaktor
Für jeden Zenerdiodentyp gilt eine bestimmte Verlustleistungsgrenze, so daß für niedrige Zenerspannungen höhere Diodenströme zulässig sind als bei hohen Zenerspannungen. In diesem Zusammenhang muß der Temperaturkoeffizient der Zenerspannung beachtet werden. Aus ihm läßt sich die Änderung der Zenerspannung in Abhängigkeit von der Temperatur berechnen.

$$\Delta U_{z\,TK} = T_K \cdot \Delta T \cdot U_{z\,Nenn} \tag{3}$$

und falls der T_K in % angegeben ist

$$\Delta U_{z\,TK} = \frac{T_K \cdot \Delta T \cdot U_{z\,Nenn}}{100} \tag{3a}$$

wobei ΔT den Temperaturunterschied zu der Temperatur darstellt, für die $U_{z\,Nenn}$ angegeben wurde. Zu beachten ist, daß Größe und Vorzeichen des Temperaturkoeffizienten der Zenerspannung T_K abhängig von der Zenerspannung sind. Bei etwa $U_z = 6$ V ist der Temperaturkoeffizient ungefähr gleich Null. Bei höheren Zenerspannungen steigt der T_K mit der Zenerspannung an und ist positiv, bei kleineren Zenerspannungen erhält er ein negatives Vorzeichen. Auch bei konstanter Umgebungstemperatur erhöht sich mit der Belastung die Sperrschichttemperatur, was ebenfalls zu einer Kennlinienverschiebung führt.

2.2. Grundlegende Beziehungen für die Gleichspannungsstabilisierung mit Zenerdioden

Die einfachste Stabilisierungsschaltung mit einer Zenerdiode zeigt Bild 3.
Hinsichtlich des einstellbaren Zenerstromes I_z und damit des wählbaren Vorwiderstandes R_1 gibt es folgende Grenzwerte:

a) Bei max. Strom im Außenwiderstand soll bei kleinster Eingangsspannung der Strom durch die Zenerdiode einen Minimalwert nicht unterschreiten (≈ 2···3 mA bei Zenerdioden der 250-mW-Reihe und ≈ 10 mA bei Leistungszenerdioden der 5-W-Reihe).

$$I_{z\,min} = \frac{U_{R1\,min}}{R_{1\,max}} - I_{a\,max} \doteq \frac{U_{e\,min} - U_a}{R_{1\,max}} - I_{a\,max} \tag{4}$$

Nach $R_{1\,max}$ aufgelöst:

$$R_{1\,max} = \frac{U_{e\,min} - U_a}{I_{z\,min} + I_{a\,max}} \tag{5}$$

b) Bei max. Eingangsspannung und min. Strom durch R_a darf ein bestimmter, durch die zul. Belastung festgelegter max. Zenerstrom nicht überschritten werden.

$$I_{z\,max} = \frac{U_{R1\,max}}{R_{1\,min}} - I_{a\,min} = \frac{U_{e\,max} - U_a}{R_{1\,min}} - I_{a\,min} \tag{6}$$

$$R_{1\,min} = \frac{U_{e\,max} - U_a}{I_{z\,max} + I_{a\,min}} \tag{7}$$

Der max. Zenerstrom ergibt sich aus der für den Zenerdiodentyp und die jeweiligen Betriebsbedingungen zul. Verlustleistung P_{max} zu

$$I_{z\,max} = \frac{P_{max}}{U_{z\,max}} \tag{8}$$

wobei $U_{z\,max}$ immer etwas größer als die Spannung im Arbeitspunkt U_a ist.
Führt man ausgehend vom Bild 1 die Ersatzschaltung der Zenerdiode ein, so erhält man Bild 4 und kann zur Berechnung der Stabilisierungseigenschaften folgende Größen daraus ableiten:

Glättungsfaktor G

$$G = \frac{dU_e}{dU_a} = \frac{R_1 + r_z}{r_z} = 1 + \frac{R_1}{r_z} \tag{9}$$

[siehe auch Gl. (29)]

Stabilisierungsfaktor S

$$S = \frac{\frac{dU_e}{U_e}}{\frac{dU_a}{U_a}} = \frac{dU_e}{dU_a} \cdot \frac{U_a}{U_e} = \left(1 + \frac{R_1}{r_z}\right) \frac{U_a}{U_e} \tag{10}$$

[siehe auch Gl. (28)]

$$S = G \cdot \frac{U_a}{U_e} \tag{11}$$

Bild 2

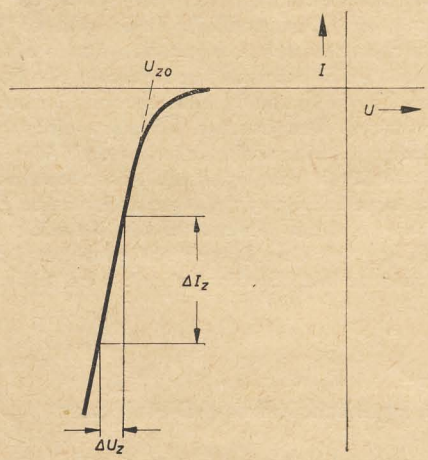


Bild 3

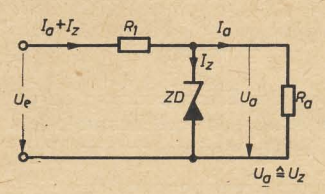
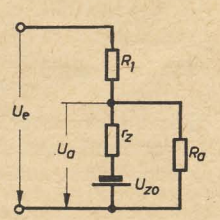


Bild 4



Mit

$$R_1 = \frac{U_e - U_a}{I_z + I_a} \tag{12}$$

ergibt sich

$$S = \left(1 + \frac{1}{r_z} \cdot \frac{U_e - U_a}{I_z + I_a}\right) \frac{U_a}{U_e} \tag{13}$$

$$S = \left(\frac{1}{U_e} + \frac{1 - \frac{U_a}{U_e}}{r_z (I_z + I_a)}\right) U_a \tag{14}$$

Nach dieser Umformung ergibt die Grenzwertbetrachtung $U_e \to \infty$ den max. Stabilisierungsfaktor

$$S_{max} = \frac{U_a}{r_z (I_z + I_a)} \tag{15}$$

Der wirksame Ausgangswiderstand der Stabilisierungsschaltung ergibt sich zu

$$R_o = R_1 \,||\, r_z = \frac{R_1 \cdot r_z}{R_1 + r_z} \tag{16}$$

Fortsetzung von Seite 302

Die Oszillatorfrequenz in beiden VHF-Bändern in Abhängigkeit von der Gleichspannung ist Bild 4 zu entnehmen, während Bild 5 eine einfache Skizze des Abstimmpotentiometers zeigt. Da sich die Streuung der Kapazitätsdioden in erster Linie auf ihre Grundkapazität auswirkt und weniger auf den Kapazitätsverlauf, kann sie durch eine Kapazität in Reihe mit der Diode ausgeglichen werden. Sie werden beim „Monomat" in drei Gruppen eingeteilt, nach denen sich der Wert des Reihenkondensators richtet (47, 75 oder 2200 pF). Der genaue Gleichlauf kann an den Trimmern C_1, C_2 und C_3 außerdem geringfügig justiert werden.

Im Bild 6 ist nochmals die äußere Ausführung des „Monomat" zu sehen. Auf dem UHF-Tuner sitzt der mit Kapazitätsdioden abgestimmte VHF-Tuner. In der Mitte hinter dem Drehknopf ist das Abstimmpotentiometer zu sehen. Seine Achse betätigt über eine entsprechende Untersetzung auch die Drehkondensatoren im UHF-Tuner, so daß die Kanaleinstellung in allen Bereichen am gleichen Knopf vorgenommen werden kann. *St.*

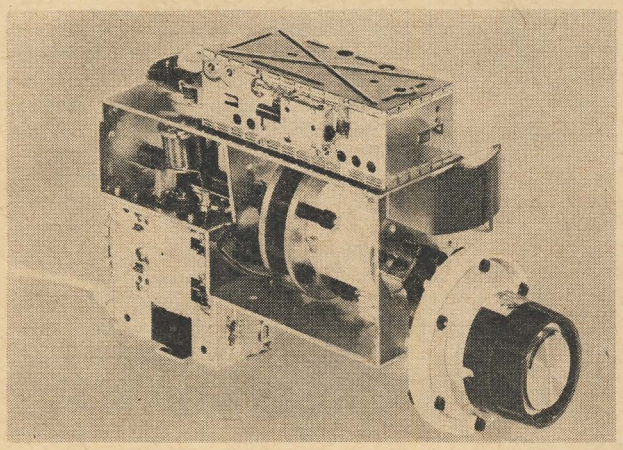


Bild 6: Ansicht des „Monomat" (Foto: Grundig)

Neue Plattenspieler

Mitteilung aus der Firma Kurt Ehrlich KG, Pirna-Copitz

Fonogerät „Domo"

Dieses Gerät unterscheidet sich besonders durch seine Formgebung von anderen Plattenspielern. Das Chassis sitzt in einer Edelholzzarge, die sich gut in ein modern eingerichtetes Zimmer einfügt. Wird der Plattenspieler nicht benutzt, kann eine glasklare Polystyrolhaube aufgesetzt werden (Bild 1).

Auch bei diesem Laufwerk wird der in der Fonotechnik sehr bewährte Friktionsantrieb verwendet. Der Motor ist ein Spaltmotor mit 1410 U/min; bei 220 V sind beide Pole in Reihe und bei 110 V parallel geschaltet. Dazu befindet sich ein Umschalter unterhalb des Plattentellers (Bild 2), dessen Einstellung durch eines der Löcher im Plattenteller möglich wird. Die Motordrehzahl übersetzt eine Stufenscheibe (Triebling) auf vier verschiedene Geschwindigkeiten. Der Triebling kann für 50 Hz oder 60 Hz hergestellt werden. Vom Triebling wird das Drehmoment mit einem gummibereiften Reibrad abgenommen und auf den Teller übertragen. Die Einstellung des Reibrades für die vier verschiedenen Stufen erfolgt mit einem Tastensystem. Beim Umschalten der Tourenzahl wird das Reibrad abgehoben und auf die entsprechende Stufe des Trieblings wieder eingesetzt. Bei gedrückter Nulltaste bleibt es abgehoben, um Druckstellen zu vermeiden. Hier sei besonders darauf hingewiesen, daß ein verschmutztes und abgenutztes Reibrad oftmals die Ursache von Verzerrungen ist.

Der Durchmesser des Duroplast-Plattentellers beträgt 20 cm. Um seine Schwungmasse zu erhöhen, sind vier Stahlgußronden in den Teller eingenietet. Der Teller sitzt auf einer Achse, die vertikal auf einer Kugel gelagert ist. Die horizontalen Kräfte nehmen zwei Bronzebuchsen auf.

Der Tonarm, ein Spritzteil aus Plaste, wird mit dem Stereo-Kristallsystem KSS 0162 vom VEB Elektrogerätebau Leipzig bestückt, das gegen ein umschaltbares Mikro-Normal-System KSMU 0263 ausgetauscht werden kann. Für diese Systeme gibt der Hersteller einen Frequenzgang von 40···12 000 Hz (KSS 0162) und von 50···15 000 Hz (KSMU 0263) an. Mit einer Rändelmutter wird die Auflagekraft des Tonarmes, 6 ± 1 p beim Stereo- bzw. 9 ± 1 p beim Mono-System, eingestellt.

Mit dem Tonarm ist ein Schaltgestänge verbunden, das den automatischen Ausschalter betätigt. Der Schalter ist steigungsabhängig.

Wird der Rillenabstand größer, so stößt eine Nocke, die sich am Teller befindet, gegen eine Schaltstange; diese schnellt zurück und öffnet die Netzkontakte. Gleichzeitig wird die Tonfrequenz kurzgeschlossen.

Der Aufbau des gesamten Gerätes ist einfach und funktionssicher. Nach Abnehmen der Bodenplatte sind alle Bauteile zugängig.

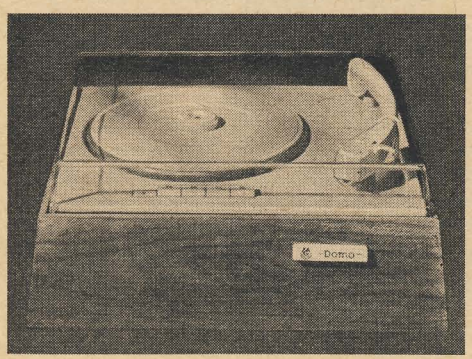


Bild 1: Fonogerät „Domo"

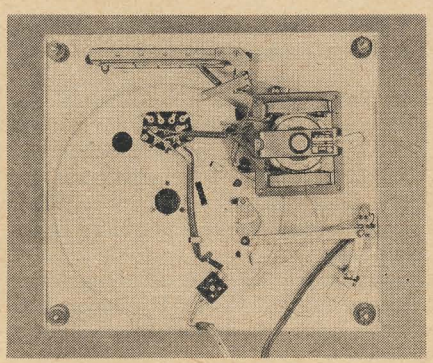


Bild 2: Unteransicht des Chassis des Fonogerätes „Domo"

Fonokoffer „Duo"

Mit dem Fonokoffer „Duo" (Bild 3) wurde ein äußerst preiswertes Gerät entwickelt (EVP 120,– MDN).

Der Name „Duo" besagt: zwei Geschwindigkeiten.

Die weniger üblichen Tourenzahlen $16^2/_3$ und 78 UpM wurden nicht vorgesehen, da man mit 45 und $33^1/_3$ UpM nahezu alle im Handel erhältlichen Schallplatten abspielen kann.

Sämtliche Teile des Friktionsantriebes sind auf einer biegesteifen, mehrfach abgewinkelten Montagebrücke befestigt (Bild 4). Tellerlager, steigungsabhängiger Endabschalter und Motor sind von den anderen Geräten der laufenden Produktion übernommen worden. Der Motor hat natürlich eine neue Stufenscheibe mit zwei Geschwindigkeitsstufen erhalten. Der Plattenteller ist ebenfalls der gleiche geblieben, nur auf die Stahlgußronden wurde aus Gewichtsgründen verzichtet. Ein Schiebeschalter hat das Tastenfeld abgelöst.

Der Rasthebel mit den Stellungen 33/0/45 überträgt die waagerechte Bewegung eines Plasteschiebers in eine senkrechte und ist durch die von einer Blattfeder in

Bild 3: Fonokoffer „Duo"

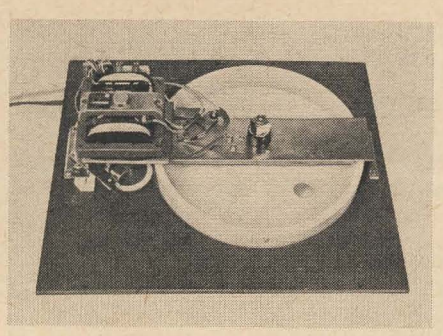


Bild 4: Unteransicht des Chassis des Fonogerätes „Duo"

eingeschaltet gelassenen Tonarm nicht mehr möglich ist (Bild 5).

Die bestückte Brücke wird von unten gegen einen schwarzlackierten Werkboden aus 3-mm-Hartpappe mit Ausschnitten für Teller und Schalter sowie Bohrungen für Tonarmlager, Tonarmstütze usw. geschraubt. Eine lange, besonders spielfreie Lagerung nimmt den Tonarm auf, der mit einem Stereo-System KSS 0162 ausgerüstet ist. Mit diesem können alle Mikrorillenplatten abgespielt werden; ein Mono-System entfällt. Netz- und Stereoanschlußkabel werden in Nähe des Tonarmes durch den Werkboden geführt.

Technische Daten

	Domo	Duo
Drehzahl in U/min	78, 45, $33^1/_3$, $16^2/_3$	45, $33^1/_3$
Gleichlaufschwankungen in %	$\pm$ 2	$\pm$ 2
Frequenzmodulation in %	0,3	0,3
Störspannungsabstand S in dB	36	36
Fremdspannungsabstand B in dB	45	45
Auflagekraft des Tonarmes in p	6 $\pm$ 1	6 $\pm$ 1
Netzspannung in V	125/220	125/220
Leistungsaufnahme in W	8	8
Masse in kg	4,5	2,6
Abmessungen in mm	330 $\times$ 290 $\times$ 140	270 $\times$ 320 $\times$ 140

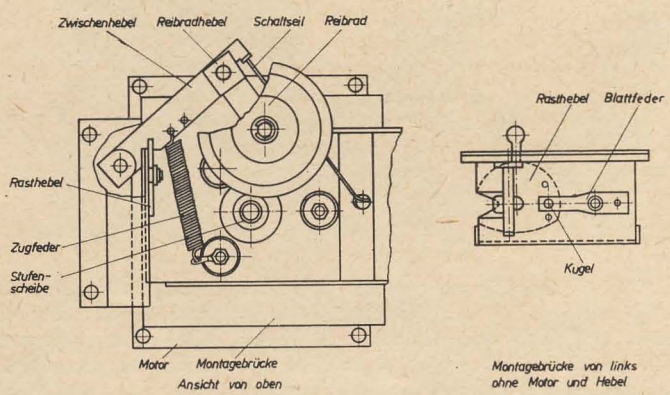


Bild 5: Konstruktionsanordnung des Fonogerätes „Duo" ▶

das jeweilige Rastloch gedrückte Kugel gesichert. Der Zwischenhebel, an dem der Reibradhebel mit dem Reibrad befestigt ist, greift in einen Ausschnitt des Rasthebels. Eine Drehung des Rasthebels führt zu einem vertikalen Verstellen des Zwischenhebels in der Höhe zwischen zwei in die Brücke gestanzten Ausschnitten und einer Mittelstellung. Die Zugfeder sorgt für den Andruck des Reibrades an Teller und Stufenscheibe in den beiden Ausschnitten. In Mittelstellung bleibt das Reibrad abgehoben; gleichzeitig wird durch das Schaltseil der Endabschalter betätigt, so daß in der 0-Stellung ein Warmlaufen des Gerätes durch versehentlich Das Gerät ist für 220 V eingerichtet. Bei 125-V-Betrieb müssen die Motorwicklungen von Reihen- in Parallelschaltung umgelötet werden, da der Spannungsumschalter aus Platzgründen entfällt.

Die elektrischen Eigenschaften des Gerätes sind gegenüber den anderen gefertigten Typen geblieben.

W. Görisch, B. Saitz

NEUIGKEITEN DER HALBLEITERTECHNIK

GaAs-Laserdiode im Transistorgehäuse TO-5

Von der Fa. Maser Optics, Boston, Mass. (USA) wird eine Gallium-Arsenid-Injektions-Laserdiode angeboten, die in einem Gehäuse nach JEDEC TO-5 untergebracht ist.

Diese Laserdiode kann sowohl bei Zimmertemperatur zur Erzeugung nichtkohärenter Strahlungen, als auch bei der Temperatur von 77 °K zur Erzeugung kohärenter Strahlungen benutzt werden. Zur Erreichung dieser Temperatur wird die Laserdiode mit flüssigem Stickstoff umgeben. Der typische Schwellwert der Stromdichte beträgt $3 \cdot 10^3$ A/cm², der Maximalwert $6 \cdot 10^{13}$ A/cm². Die Laserdiode strahlt Schwingungen mit einer Wellenlänge von 8450 Å aus. Der Spitzenwert der Ausgangsleistung beträgt 10 W, die Bündelung des Strahles 8°. Der dynamische Widerstand wird mit 0,1 Ω, die Reaktionszeit mit 2 ns angegeben. Nach Meinung der Herstellerfirma gibt diese Laserdiode den Forschungslaboratorien die Möglichkeit, ein billiges und genaues Gerät zur Erforschung der kohärenten Strahlungen des Gallium-Arsenides aufzubauen.

Der Preis der vorstehend beschriebenen Laserdiode beträgt 360 Dollar. *Loßack*

Nach Electronics (1964), 24

Silizium-Tunneldioden

Eine Reihe neuer Silizium-Tunneldioden wird von der Fa. Heliotek, Sylmar, Calif. (USA), mit den Typenbezeichnungen 1 N 4394 bis 1 N 4399 angeboten. Diese Tunneldioden besitzen in einem weiten Temperaturbereich höchststabile Eigenschaften.

Die Nennwerte der Höckerströme liegen zwischen 0,1 und 10 mA. Es können auch andere Typen mit Werten bis zu 100 mA geliefert werden.

Die Tunneldioden werden in Gehäusen nach JEDEC TO-17 geliefert. Sie besitzen galvanisch vergoldete Anschlußdrähte, die auch eine Montage durch Schweißen zulassen.

Diese Besonderheiten der Konstruktion gewährleisten eine maximale Universalität der Tunneldioden in vielen Schaltungen. Nach Mitteilung des Herstellers erfüllen die vorliegenden Typen vollkommen die Forderungen bezüglich des Stabilitätsverhaltens gegenüber Umweltseinflüssen. Sie wurden hierfür den Bedingungen der Militärstandards MIL-S-19 500 oder MIL-STD-750 unterworfen. Die Tunneldioden dieser neuen Serie sind in erster Linie für Schaltzwecke vorgesehen, welche mit geringen Signalspannungen arbeiten. Der Arbeitstemperaturbereich liegt zwischen — 65 und + 150 °C.

Die Tunneldioden können auch in Oszillatoren der Meter- und Dezimeter-Wellenbereiche, in Diskriminatoren, in Zähl- und Zeitverzögerungs-Schaltungen eingesetzt werden. *Loßack*

Nach Electronics (1964), 25

Transistoren zählen zu den Bauelementen, deren Daten vor dem Einbau zu prüfen recht zweckmäßig ist. Widerstände und Kondensatoren sind durch ihren Aufdruck genügend gekennzeichnet, und Datenänderungen oder -streuungen sind erfahrungsgemäß gering.
Transistoren liefern eine begrenzte Datenaussage in Form von Gehäusegröße und Aufdruck, doch besonders ältere Typen haben ihre Werte inzwischen oft stark geändert. Außerdem war die Angabe der Stromverstärkungsgruppe nicht immer üblich.
Schließlich aber fallen durch Vergrößerung der Stückzahlen auch entsprechend mehr „Ausfalltypen" an, die den strengen Maßstäben des Herstellers nicht entsprechen. Sie gelangen meist ohne jeden Datenaufdruck zum Verbraucher.
Bei einem Transistor, dessen Verlustleistung sich aus der Gehäusegröße abschätzen läßt, während die Entscheidung NF – HF bei Typen höherer Frequenzen am vierten Anschluß gefällt wird, interessieren auf jeden Fall Stromverstärkung und Reststrom. Der nachfolgend beschriebene Tester gestattet eine schnelle Auslese von Transistoren. Zugunsten einer wirkungsvollen optischen Anzeige mußte ein größerer Aufwand an Transistoren getrieben werden.

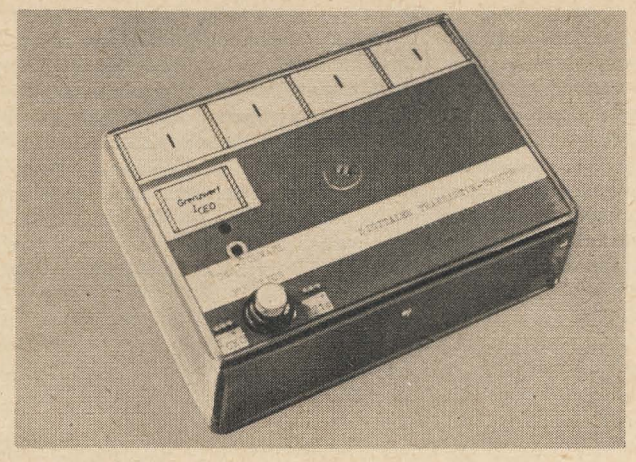
Das Gerät testet den Transistor nach

- **Funktion als Verstärker-Bauelement**
- **Reststrom in Emitterschaltung nach Vorwahl eines Grenzwertes**
- **NF-Kleinsignal-Stromverstärkung in Emitterschaltung (in vier Gruppen)**

Digitaler Transistor-Tester

Teil 1

Bearbeitet von K. SCHLENZIG



Digitaler Transistor-Tester zur schnellen Kontrolle des Reststromes und der Stromverstärkungsgruppe von Kleinleistungstransistoren. Die Prüfung erfolgt in drei Etappen:
1. Einstecken des Transistors in die linke Fassung. Überschreitet der Reststrom den am Potentiometer – Einstellöffnung über dem Druckknopf – vorgewählten Wert, so leuchtet das darüber angeordnete Feld auf. Dabei erscheint der Text „Grenzwert I_{CEO}".
2. Bleibt die Lampe dunkel, so wird der Druckknopf betätigt und dadurch eine Funktionskontrolle vorgenommen. Der Transistor ist als Verstärker geeignet (und richtig angeschlossen), wenn wiederum das I_{CEO}-Feld aufleuchtet.
3. Einstecken des Transistors in die rechte Fassung. Jetzt leuchten so viele Felder der oberen Informationsleiste auf, wie der Stromverstärkungsgruppe des Transistors entsprechen, ab $h_{21e} = 20$ also ein Feld, über $h_{21e} = 72$ vier Felder, unter 20 kein Feld. Diese Werte lassen sich auch im Gerät bei Bedarf verändern. Mit dem Aufleuchten der Felder werden entsprechend h_{21e} die Buchstaben a bis d sichtbar oder eine der Gruppe entsprechende Anzahl senkrechter Balken. Das Gerät arbeitet gemischt aus Netz und eingebauten Kleinakkus, seine Abmessungen betragen 165×117×58 mm.

Die Information über den Zustand des Transistors erfolgt in drei Etappen. Zunächst gelangt zur Anzeige, ob der Reststrom den vorgewählten Wert überschreitet. In diesem Falle leuchtet eine Lampe auf. Bleibt sie dunkel, so liegt entweder der Reststrom innerhalb des vorgewählten Bereiches, oder der Transistor ist defekt. Daher wird kurzzeitig über einen Druckknopf ein Basisstrom eingespeist. Jetzt muß die Lampe bei einwandfreiem Transistor leuchten. In der dritten Etappe ist der Transistor Teil eines Verstärkers, an dessen Ausgang je nach Stromverstärkung eine oder bis zu vier Lampen aufleuchten. Bild 1 zeigt das Prinzip des Testers. Die Forderung, daß bei Erreichen eines bestimmten Wertes ($I_{CEO} \geqq$ Vorwahl, h_{21e} an der Grenze zur nächsthöheren Sortierungsgruppe) schlagartig eine optische Information erfolgt, läßt sich mit Schwellwertschaltern erfüllen. Es kommt dann nur noch darauf an, daß der Meßwert geeignet umgesetzt wird.
Bekanntlich ist ein Schwellwertschalter nach Art des Schmitt-Triggers ausgangsseitig so lange geöffnet, bis eine negative Spannung aus einer niederohmigen Quelle am Eingang den Umschaltwert überschreitet. In diesem Augenblick übernimmt der erste der beiden Transistoren des Schalters den Basisstrom des zweiten, so daß dieser schlagartig sperrt. Gleichzeitig belastet jetzt der erste Transistor eingangsseitig die Quelle mit dem notwendigen Basisstrom. Ist nur eine sehr geringe Belastung der Quelle zulässig, so braucht man einen weiteren Transistor in Kollektorschaltung, der dem Trigger vorgeschaltet wird. Allerdings erhöht das die Schwellspannung.
Es ist also notwendig, den „Meßwert" stets so umzuformen, daß bei entsprechender Voreinstellung der Schaltung am Schwellwertschalter eine geeignete Spannung zur Verfügung steht. Da jedoch die Information in einem Lichtsignal bestehen soll, muß ein hoher Meßwert einer Spannung tief unter der Ansprechschwelle entsprechen. Im Ruhezustand erhalten also alle Trigger eine Sperrspannung, die durch den Meßwert entsprechend verringert wird.
Für den Reststromtest vermittelt Bild 2 das Prinzip. Der Schwellwertschalter würde den hochohmigen Teiler unzulässig belasten und erhält daher eine Vorstufe. R_s stellt sicher, daß der Prüfling bei keiner zu niedrigen Spannung getestet wird (Triggerschwelle hier etwa 0,3 V). Anderenfalls ist I_{CEO} nicht mehr unabhängig von U_{CE}. Durch R_V fließt ohne Prüfling ein entsprechender Strom, so daß der Trigger gerade sicher sperrt. Je kleiner R_V, um so empfindlicher wird die Anzeige. Das heißt, daß dann erst ein sehr großer Reststrom des angeschlossenen Prüflings die Lampe aufleuchten läßt. Mit R_V wird also der Ansprechwert für I_{CEO} vorgewählt. R_b begrenzt den Bereich. Durch I_{CEO} wird der Spannungsabfall an R_V größer, so daß schließlich die Triggerschwelle erreicht und unterschritten werden kann. Dann leuchtet die Lampe.
Bei der Messung von h_{21e} war es notwendig, einmal ohne Kompensation des Reststromes auszukommen und zum

anderen für einen möglichst wenig unterschiedlichen Arbeitspunktstrom zu sorgen, unabhängig von der Stromverstärkung. Dies wurde dadurch gelöst, daß der Prüfling einen konstanten Wechselstrom erhält. Je nach Stromverstärkung fällt am sehr niederohmigen Kollektorwiderstand eine verschieden große Wechselspannung ab, die weiterverstärkt wird. Sie dient einmal dazu, die erwähnte Absenkung der Triggerspannungen zu erreichen, zum anderen aber gewinnt man aus ihr eine Regelgröße für den Arbeitspunkt des Prüflings. In beiden Fällen wird die verstärkte Spannung gleichgerichtet. Bild 3 zeigt diesen Teil der Schaltung im Prinzip.

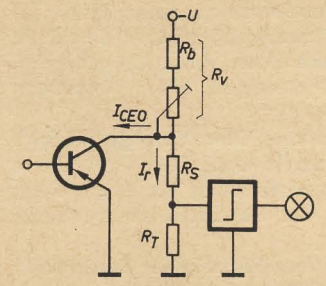


Bild 2: Prinzipschaltung des Reststromtests

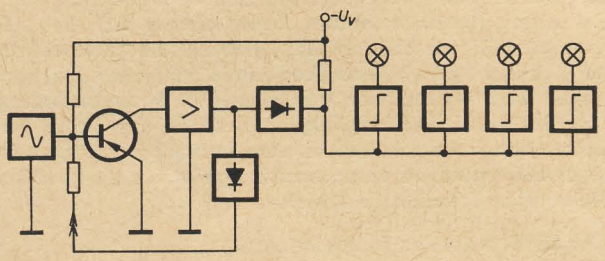


Bild 3: Prinzipschaltung der Stromverstärkungsanzeige

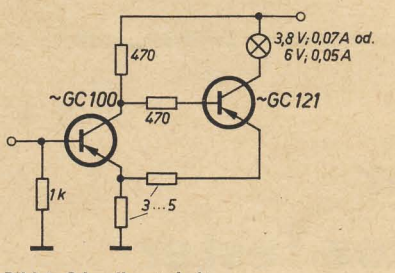


Bild 4: Schwellwertschalter

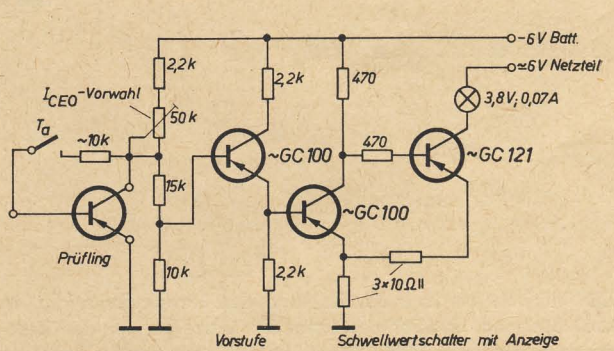


Bild 5: I_{CEO}-Grenzwertanzeige

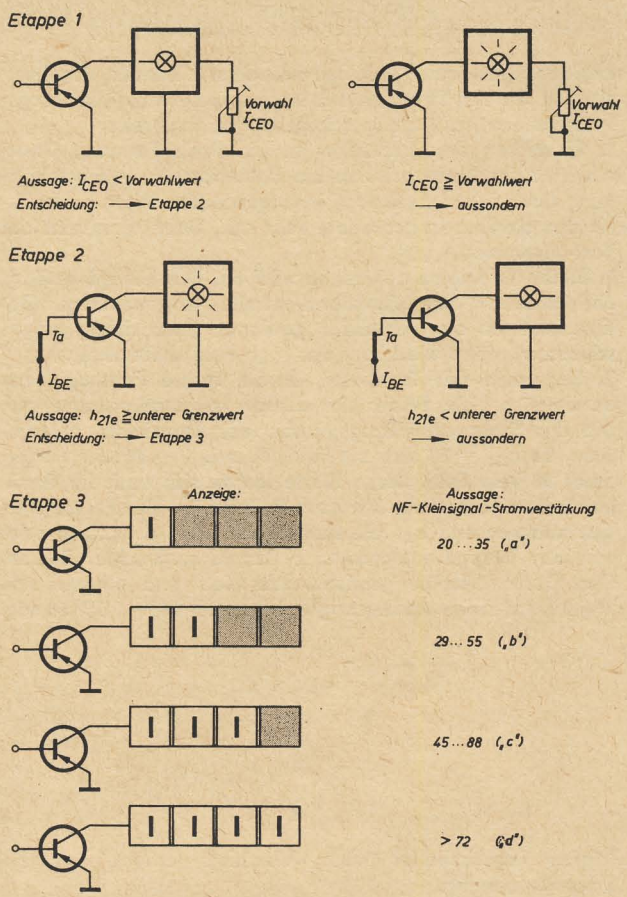


Bild 1: Anzeigeprinzip für Transistortests; Testumfang

Schaltungsbeschreibung

Die Schaltung wurde so dimensioniert, daß sie mit Ausfalltypen ähnlich GC 100 und GC 121, Stromverstärkungsgruppe möglichst c oder d, aufgebaut werden kann. Auf diese Weise ist der relativ hohe Aufwand von 13 Transistoren ökonomisch vertretbar. Aus rationellen Gründen sind alle fünf Schwellwertschalter gleich aufgebaut.

Bild 4 zeigt einen dieser Schalter, dessen zweiter Transistor unmittelbar die Anzeigelampe ansteuert. Es ist durchaus möglich, diese Schalter als steckbare Bausteine getrennt herzustellen und auch in anderem Zusammenhang nach Belieben einzusetzen. Dadurch wird selbst der Aufbau mit teureren Transistoren rentabel.

Die Gesamtschaltung für den Nachbau bringt der zweite Teil des Beitrages. Aus Gründen des besseren Verständnisses wird das Gerät zunächst in Teilschaltungen aufgelöst, die in den folgenden Abschnitten behandelt werden.

Für die Besitzer der steckbaren Baugruppen 2 GV 1 und KUV 1 bietet sich dabei die Möglichkeit, diese mit geringen Änderungen zu verwenden. Die zum Programm „Amateur-Elektronik" gehörenden Baugruppen stellte radio und fernsehen bereits im Jahre 1963 vor, siehe H. 5, S. 141 und 142.

Reststromanzeige

Dieser Schaltungsteil (Bild 5) arbeitet unabhängig vom übrigen Gerät. Er kann also auch getrennt aufgebaut werden. Der Wert des Widerstandes für die Basisstromeinspeisung – „Funktionskontrolle" – bestimmt den unteren Grenzwert der Stromverstärkung, bei der noch die Information „Transistor verstärkt" als Lampensignal erscheint. Allerdings wird dessen Genauigkeit etwas gemindert durch den Einfluß des Reststromes.

Wie bereits erwähnt, wird hier mit einer Kollektorstufe vor dem Schwellwertschalter gearbeitet, so daß der Teiler hochohmig sein darf. Dadurch können schon Restströme ab etwa 100 μA angezeigt werden, wenn der Regler „I_{CEO}-Vorwahl" auf vollen Wert gestellt ist.

Die Bauelementedaten sind als Richtwerte aufzufassen.

Abtastsysteme und ihre Einsatzmöglichkeit in Fonogeräten

WOLFGANG PIETSCHMANN

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Zittau

Die Produktion der Abtastsysteme in der DDR wird von zwei Betrieben durchgeführt, wobei die Aufgliederung der Fertigung den verschiedenen Wandlerprinzipien entspricht. Die piezoelektrischen Abtastsysteme werden im VEB Elektrogerätebau Leipzig, die elektromagnetischen im VEB Funkwerk Zittau hergestellt. Beide Werke fertigen sowohl monofone als auch stereofone Abtastsysteme.

Bei Betrachtung des internationalen Marktes ist festzustellen, daß der größte Teil der Fonogeräte mit Kristall- bzw. keramischen Abtastsystemen bestückt ist. Nur bei hochwertigen Laufwerken, den sogenannten Hi-Fi-Geräten, werden elektromagnetische bzw. elektrodynamische Abtastsysteme eingesetzt. Außerdem erscheint es nicht sinnvoll, in Fonogeräte der unteren Preisklasse elektromagnetische bzw. elektrodynamische Abtastsysteme einzusetzen, da bei dieser Preisklasse die Laufwerkeigenschaften einschließlich der Tragarmkonstruktion den Einsatz nicht rechtfertigen.

Tabelle 1 gibt einen Überblick über die Abtastsysteme, die in die Fonogeräte eingesetzt werden können. Abtastsysteme, die für den Ersatzbedarf alter Typen gefertigt werden, sind darin nicht berücksichtigt.

Die Anschlußmaße der Abtastsysteme wurden zwischen den beiden Produktionsbetrieben unabhängig von dem Wandlerprinzip im Jahre 1960 vereinheitlicht. Dadurch sind die Voraussetzungen geschaffen, daß die Abtastsysteme wahlweise in die Fonogeräte eingesetzt werden können, ohne dabei den Tragarm auswechseln zu müssen. Bei dieser Abstimmung wurde weiterhin das Auswechseln der Abtastsysteme ohne Werkzeuge beibehalten. Die Anschlußmaße für die Abtastsysteme sind im Bild 1, das die zwei Grundvarianten zeigt, enthalten.

In der Abtastsystemübersicht (Tabelle 1) sind die Abtastsysteme Nr. 1 und 7 umschaltbar und die Abtastsysteme Nr. 2 bis 6 nicht umschaltbar. Wie aus dem Bild 1 hervorgeht, sind die Anschlußmaße der beiden Grundvarianten unterschiedlich. Um die nicht umschaltbaren Abtastsysteme ebenfalls in allen Fonogeräten einsetzen zu können, wird das Zwischenstück (Bild 2) gefertigt. Dasselbe

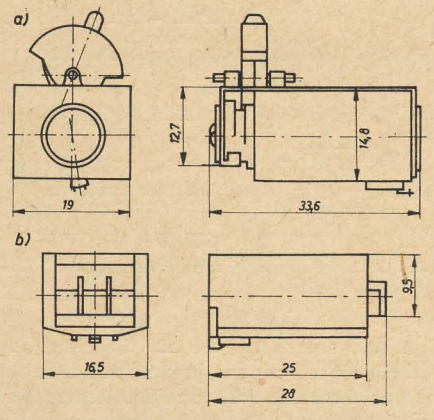


Bild 1: Anschlußmaße für Abtastsysteme. a) umschaltbares Abtastsystem, b) nicht umschaltbares Abtastsystem

Tabelle 1: Abtastsysteme

Nr.	Kurzzeichen VEB Funkwerk Zittau	Kurzzeichen VEB Funkwerk Leipzig	Wandlerprinzip	Produktionsbetrieb	Abtastnadelwerkstoff	Einsatz der Abtastnadeln für Schallplatten in: Normalrillen	Mikrorillen	Stereorillen	Anwendungsmöglichkeit f. Zwischenstück vollst. 8421.906-01019	Vorverstärker oder Übertrager erforderlich	Bemerkung
1	3 MU	–	elektromagnetisch monofon	VEB Funkwerk Zittau	Saphir	ja	ja	nein	–	Übertrager	1) 2)
2	4 M	–	elektromagnetisch monofon	VEB Funkwerk Zittau	Saphir	nein	ja	nein	ja	Übertrager	1) 3) 5)
3	5 MSD	–	elektromagnetisch stereofon	VEB Funkwerk Zittau	Diamant	nein	ja	ja	ja	Stereo-Transistor-vorverstärker-Entzerrer	1) 4) 5)
4	6 KS	KSS 0163 bzw. KSS 0162 oder KSS 0160	piezoelektrisch stereofon	VEB Funkwerk Leipzig	Saphir	nein	ja	ja	ja	nein	1) 4) 5)
5	7 KS	–	piezoelektrisch stereofon	Elac Kiel	Saphir	nein	ja	ja	–	nein	6) s. unter Nr. 4
6	8 K	KSM 0161	piezoelektrisch monofon	VEB Funkwerk Leipzig	Saphir	nein	ja	nein	ja	nein	1) 3) 5)
7	9 KU	KSMU 0261 bzw. KSMU 0263	piezoelektrisch monofon	VEB Funkwerk Leipzig	Saphir	ja	ja	nein	–	nein	1) 2)

1) einsetzbar in die Tonarme des VEB Funkwerk Zittau ab 1959. 2) umschaltbar für die Abtastung von Normal- und Mikrorillenschallplatten. 3) nicht umschaltbar, nur für die Abtastung von Mikrorillenschallplatten. 4) nicht umschaltbar, nur für die Abtastung von Stereo- und Mikrorillenschallplatten. 5) zum Teil ist die Verwendung des Zwischenstückes vollst. für den Einsatz dieses Abtastsystems in Tonarmen erforderlich. 6) Elac-Typenbezeichnung KST 102, nicht mehr lieferbar; Ersatz durch Nr. 4.

ist bei dem Einsatz der nicht umschaltbaren Abtastsysteme in mehrtourigen Fonogeräten, wie z. B. P 10 und P 15, anzuwenden. Dadurch werden die Anschlußmaße des umschaltbaren Abtastsystems erreicht (Bild 3).

Nicht umschaltbare Abtastsysteme ohne Zwischenstück werden vorwiegend in Fonogeräten eingesetzt, die nur für eine Geschwindigkeit ausgelegt sind, wie z. B. die Typen Automat A 31 und Plattenwechsler W 22. Da bei diesen Geräten durch die Möglichkeit der kleineren Abmessungen gegenüber mehrtourigen Laufwerken auch die Tragarmabmessungen klein gehalten werden können, würde der Einsatz umschaltbarer Abtastsysteme sowohl von der Konstruktion als auch von der Kostenseite her ein Hindernis darstellen.

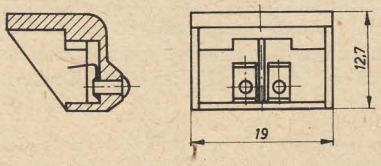


Bild 2: Zwischenstück vollst. (Anschlußmaße)

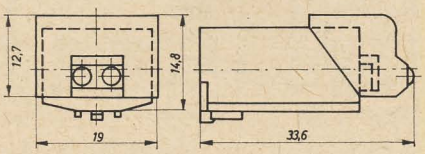


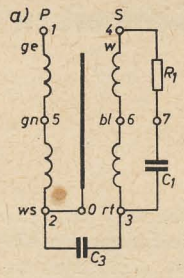
Bild 3: Nicht umschaltbares Abtastsystem mit Zwischenstück vollst.

Von der Käuferseite aus betrachtet ergibt sich mehr und mehr die Notwendigkeit, von den umschaltbaren Abtastsystemen abzugehen, da die Schallplatte für 78 Umdrehungen/Minute kaum noch abgespielt wird und demzufolge die bei dem umschaltbaren Abtastsystem eingesetzte Normalabtastnadel vollkommen ungenutzt bleibt. Außerdem ist es möglich, die Mikrorillen- und Stereorillenschallplatten mit einer Abtastnadel, der Stereoabtastnadel, abzuspielen, so daß sich dadurch ebenfalls ein Umschalten des Abtastsystems erübrigt.

Ein besonderes Problem bei den Abtastsystemen stellt das Auswechseln der Abtastnadeln bzw. Nadelträger durch den Kunden dar. Die eingesetzten Abtastnadeln sind vorwiegend aus synthetischem Korund (Saphir) hergestellt. Nur in geringem Umfang werden bei uns Diamantabtastnadeln verwendet. Der Verschleiß der Abtastnadeln wird für die Monoschallplatte mit 100 Spielstunden, für die Stereoschallplatte mit 30 bis 50 Spielstunden angesetzt. Diese Zeiten erhöhen sich bei Verwendung von Diamantabtastnadeln etwa um den Faktor 10. Daraus ist ersichtlich, daß die Abtastnadel ein Verschleißteil darstellt, das relativ häufig gewechselt werden muß. Für die Zukunft ist deshalb der Auswechselbarkeit der Abtastnadeln bzw. Nadelträger besondere Beachtung zu schenken. Es müssen konstruktive Lösungen gefunden werden, die dem Kunden die Möglichkeit geben, ohne Inanspruchnahme von Werkstätten die Abtastnadel zu wechseln. Darüber hinaus ist anzustreben, zu einer Standardisierung der Nadelträger, zumindest entsprechend dem Wandlerprinzip, zu kommen.

In diesem Zusammenhang wird darauf hingewiesen, daß durch die verwendeten Abtastsysteme bestimmte elektroakustische Eigenschaften des Laufwerkes bestimmt bzw. entscheidend beeinflußt werden, wie z. B. der Übertragungsbereich, der Schütterspannungsabstand oder der Störspannungsabstand.

Während Kristall- oder keramische Abtastsysteme eine Spannung abgeben, die ausreicht, um einen Verstärker (z. B. Rundfunkgerät) auszusteuern, ist die von elektromagnetischen bzw. elektrodynamischen Abtastsystemen abgegebene Spannung unzureichend. Für die erforderliche Spannungserhöhung können Übertrager oder Röhren- bzw. Transistorvorverstärker eingesetzt werden. Gleichzeitig erfolgt mit diesen Baugruppen die Entzerrung entsprechend der Schneidkennlinie der Schallplatte. Teilweise sind Rumpelfilter mit vorgesehen. Für die elektromagnetischen Abtastsysteme 3 MU und 4 M werden Übertrager in den Fonogeräten eingesetzt. Die Schaltung des Übertragers und die Bestückung mit Bauelementen zeigt Bild 4. Die Übertragerausführung a) wird nicht mehr gefertigt, da alle Fonogeräte mit dem Diodenstecker ausgerüstet sind und dieser für den Anschluß an Allstromgeräte nicht eingesetzt werden kann.



Typ	C_1	R_1	C_3	Bild
5	0,01 µF	36 kΩ	5000 pF	a
6	5000 pF	62 kΩ	5000 pF	a
7	1000 pF	160 kΩ	5000 pF	a
8	0,01 µF	36 kΩ	–	b
9	5000 pF	62 kΩ	–	b
10	1000 pF	160 kΩ	–	b

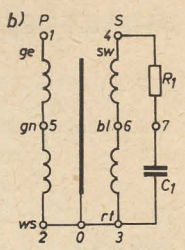


Bild 4: Schaltung und Bestückung des Übertragers. a) für monaurale Geräte, zum Anschluß an Allstromempfänger, b) für stereovorbereitete Geräte, nicht zum Anschluß an Allstromempfänger

Tabelle 2: Verstärkung und Tiefenanhebung des Übertragers

Typ	Verstärkung bei 1 kHz dB	maximale Tiefenanhebung dB
5 und 8	11 + 1	16 ± 1,5 (bei 40 Hz)
6 und 9	15 + 1	12 ± 1,5 (bei 60 Hz)
7 und 10	23 + 1	5 ± 1,5 (bei 100 Hz)

Bild 5: Schaltung des Transistorvorverstärkers

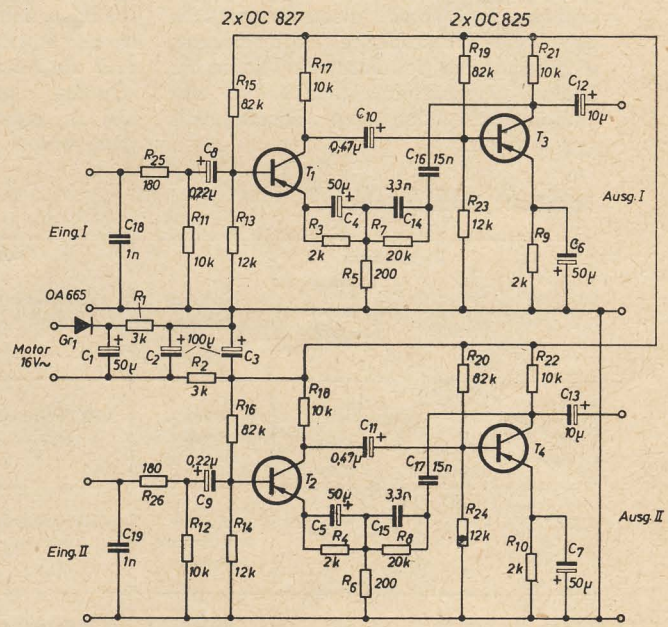


Bild 6: Anschlußschema

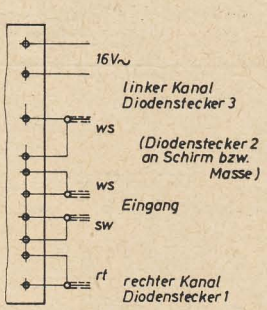


Tabelle 2 gibt die Verstärkung und Tiefenanhebung des Übertragers an.

Für das elektromagnetische stereofone Abtastsystem 5 MSD wird zur Spannungserhöhung ein zweistufiger Transistorvorverstärker mit Entzerrer verwendet. Der Verstärker besteht aus zwei gleichen Verstärkerkanälen und einem Netzteil. Die Bauelemente sind auf einer gedruckten Leiterplatte untergebracht. Bild 5 zeigt die Schaltung. Die Anschlüsse für die Speisespannung sowie die Ein- und Ausgänge sind als Lötstützpunkte ausgeführt. Das Anschlußschema ist im Bild 6 dargestellt. Die Speisespannung für den Netzteil beträgt 16 V, die im Normalfall von einer Zusatzwicklung des Antriebsmotors des Laufwerkes geliefert wird.

Für die Befestigung des Transistorvorverstärkers sind am Fonochassis entsprechende Montagepunkte vorgesehen.

Aus RFT-Mitteilungen 2 (1964), H. 3, S. 37 bis 41

Hinweise zum Selbstbau eines Transistor-Tonbandgerätes

HORST ZIEGLER

Die auftretenden Schwierigkeiten bei der Konstruktion eines volltransistorisierten Tonbandgerätes sind sehr vielseitig. Der nachfolgende Beitrag soll daher einige Anregungen geben, um den Selbstbau eines derartigen Gerätes zu erleichtern.

Es ist wichtig, vor dem Bau den Verwendungszweck und die Anforderungen an ein derartiges Gerät festzulegen. Hieraus ergibt sich dann die Bandgeschwindigkeit und der erforderliche Aufwand. Da im vorliegenden Beispiel ein Heimbandgerät „Topas" zur Verfügung stand, soll bei den folgenden Betrachtungen eine Bandgeschwindigkeit von 19,05 cm/s und die Anwendungsmöglichkeit als Reportergerät zugrunde gelegt werden. Eine so große Spieldauer (wie beim „Topas") wäre bei einem Reportergerät nicht erforderlich. Das Gerät sollte jedoch der Aufnahme von Geräuschen bzw. Gesprächen dienen, die dem Schmalfilmamateur eine Vertonung seiner „selbstgedrehten" Filme möglich macht.

Antrieb

Es empfiehlt sich, einen hochtourigen Motor zu verwenden (etwa 1800 U/min). Bei einer Bandgeschwindigkeit von 19,05 cm/s ist mit relativ geringen Bandlaufschwankungen zu rechnen. Kleinere Bandgeschwindigkeiten würden größere Bandlaufschwankungen mit sich bringen. Diese unangenehme Erscheinung wäre dann nur mit größerem Aufwand im Triebwerk zu korrigieren. Da das Gerät möglichst leicht werden soll, muß ein größerer Aufwand in der Mechanik vermieden werden. Darüber hinaus erfordert jede Korrektur des Gleichlaufes Batterieleistung. Die unserer Betrachtung zugrunde liegende Bandgeschwindigkeit läßt einen guten Frequenzumfang erwarten. Mit steigender Bandgeschwindigkeit verbessert sich der Frequenzumfang. Beachtet muß ferner die Bandspulengröße werden. Je größer die Spule, um so größer der erforderliche Kraftaufwand. Durch Verwendung von Langspielband läßt sich die Spieldauer um etwa 50% verlängern. Die ersten Überlegungen lassen bereits erkennen, wie wichtig einige grundsätzliche Festlegungen vor dem Selbstbau des Gerätes sind. Nachdem die Bandgeschwindigkeit und die Spulengröße festliegen, muß noch einiges zum Antrieb gesagt werden. Der Antrieb muß möglichst kraftsparend aufgebaut werden. Am zweckmäßigsten wäre ein Friktionsantrieb. Hierbei entstehen jedoch Schwierigkeiten in der Beschaffung erforderlicher Gummizwischenrollen. Es soll deshalb ein Peesenantrieb Anwendung finden. Der Abwickeldorn erhält eine Rutschkupplung nach Bild 1. Hierbei muß an der mitlaufenden Rolle evtl. eine einstellbare Abbremsmöglichkeit geschaffen werden. Der erforderliche Kraftaufwand kann durch diese Anordnung reduziert werden. Besondere Beachtung bedarf die Tonrolle mit Schwungmasse in Verbindung mit der Gummiandruckrolle. Die Andruckrolle muß selbstverständlich plan an der Tonrolle anliegen. Hierbei ist der richtige Andruck der Rolle von großer Wichtigkeit. Zu starker Andruck kostet ebenfalls Kraft. Die verwendete Schwungmasse muß gut ausgewuchtet sein. Je größer die wirksame Schwungmasse, um so besser ist der zu erzielende Gleichlauf. Bei allen Bemühungen zur Krafteinsparung darf der erforderliche Umschlingungswinkel der Köpfe nicht vernachlässigt werden. Bewegliche Spurrollen führen bei geringem Kraftaufwand zu dem gewünschten Erfolg. Es kann evtl. erforderlich werden, das Band mit einer mit weichem Filz belegten Bronzeblattfeder an den Kopf leicht anzudrücken. Starker Andruck fördert den Bandabrieb und kostet wiederum Kraft.

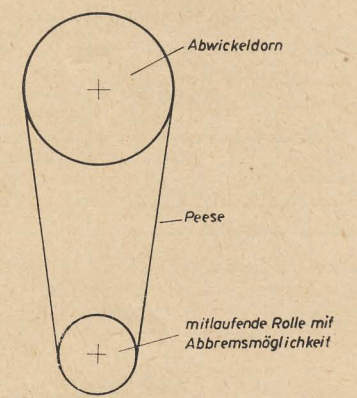


Bild 1: Prinzip des Antriebs

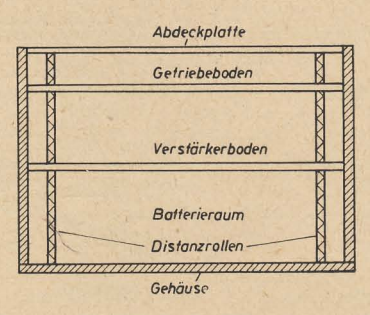


Bild 2: Vorschlag zum Etagenaufbau

Das wichtigste Bauelement ist der Motor, er soll bei geringer Leistungsaufnahme einen einwandfreien Bandlauf gewährleisten. Es ist von großer Wichtigkeit, einen für den Verwendungszweck entsprechenden Motor einzusetzen. Damit sind wir bei der ersten Schwierigkeit. Das Angebot an Batteriemotoren ist nicht groß. Soviel kann an dieser Stelle aus Erfahrung gesagt werden, daß z. B. der Motor vom Batterieplattenspieler B 40 des VEB Funkwerk Zittau in seiner Leistungsfähigkeit nicht ausreicht. Von Vorteil ist die Geschwindigkeitssteuerung des Motors durch einen Transistor [radio und fernsehen 12 (1963), H. 5, S. 135]. Damit werden Geschwindigkeitsschwankungen des Motors bei Betriebsspannungsänderung weitgehend vermieden.

Bedienungskomfort

Vor der Konstruktion eines derartigen Gerätes muß man sich darüber klar werden, welcher Bedienungskomfort unbedingt erforderlich ist. Es ist auf jeden Fall empfehlenswert, ein kleines Meßinstrument von etwa 30···50 mm ∅ in das Gerät einzubauen. Das Instrument kann zur Batteriespannungskontrolle (im Betriebszustand) und der Aufsprechaussteuerungskontrolle dienen. Die Ein- und Ausgänge sollten ebenfalls vorher festgelegt werden. Hieraus ergibt sich, ob ein Tastensatz oder ein Drehschalter als Betriebsartenschalter verwendet wird. Es empfiehlt sich, evtl. ein oder zwei Schalterkontakte in jeder Betriebsstellung (Aufnahme/Wiedergabe) zur besonderen Verwendung mit vorzusehen. Mit dieser Maßnahme wird die Möglichkeit gegeben, umschaltbare Frequenzkorrekturen nachträglich vorzunehmen. Ein separater Schalter (evtl. Schiebeschalter) für den Motor hat sich in der Praxis als sehr nützlich erwiesen. Dadurch kann das Gerät selbst in Bereitschaft gehalten und bei zu erfolgender Aufnahme der Motor in Betrieb gesetzt werden. Ferner muß genau überlegt werden, ob ein Lautsprecher eingebaut oder nur eine Anschlußmöglichkeit für einen Außenlautsprecher vorgesehen werden soll. Diese Entscheidung ist notwendig, da das Gerät ja möglichst klein und leicht werden soll.

Aufbau

Als neue Variante der sonst üblichen Aufbaumethoden wäre hier der „Etagenaufbau" zu erwähnen (Bild 2). Er bringt den Vorteil der Trennung des elektrischen vom mechanischen Teil des Gerätes. Damit ist dem Experimentieren großer Spielraum gegeben. Jede Einheit (Getriebe, Verstärkerteil) kann für sich während der Bauarbeiten getrennt in Betrieb genommen und entsprechend den festgelegten Vorstellungen „hingetrimmt" werden. Der Verstärkerbausatz wird in folgende Bausteine aufgeteilt:

1. HF-Generator
2. Treiber- und Endstufe
3. NF-Stufen
4. evtl. Motor-Tourenregelstufe

Dieses Bausteinsystem bietet den Vorteil, jeden Baustein für sich vor dem eigent-

lichen Endaufbau auf dem Experimentierchassis zu erproben und durchzumessen. Da bei Transistoraufbauten mit verhältnismäßig niederohmigen Bauelementen gearbeitet wird, dürfen sich keine großen Abweichungen der Meßergebnisse bei der Überleitung vom Experimentier-Aufbau zum endgültigen Aufbau ergeben.

Schaltung

HF-Generator

Der erarbeiteten Konzeption entsprechend muß entschieden werden, ob das Gerät mit einem Löschkopf versehen werden soll. Man muß sich darüber im klaren sein, daß ein Löschgenerator etwa 50 bis 100 mA Batteriestrom benötigt. Die im Bild 3 dargestellte Gegentaktschaltung nimmt bei 7 V Betriebsspannung etwa 90 mA auf und gibt bei 40 kHz Löschfrequenz etwa 85 mA HF-Löschstrom ab. Darüber hinaus wird der Vormagnetisierungsstrom von 2···3 mA zusätzlich aus dieser Stufe entnommen. Diese Werte lassen bereits erkennen, daß ein Löschgenerator „teuer" wird. Da wir jedoch das Band mit Hochfrequenz vormagnetisieren wollen, soll diesen Zweck ein kleiner HF-Oszillator erfüllen. Dieser Oszillator nimmt etwa 5 mA auf. Einen derartigen Strombedarf können wir unserer Batterie noch zumuten. Die Frequenz des HF-Oszillators sollte etwa das Fünffache der zu erwartenden höchsten Niederfrequenz betragen. Ein Schaltungsbeispiel zeigt Bild 4.

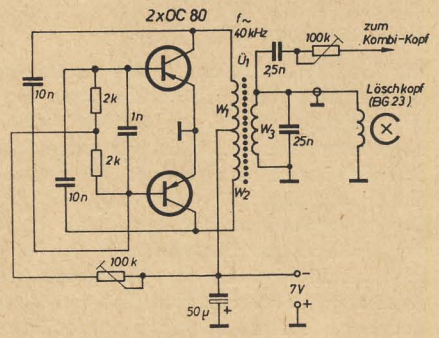


Bild 3: Löschgenerator

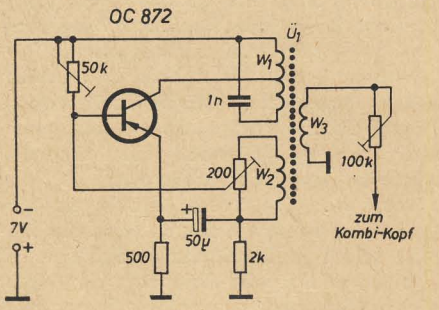


Bild 4: HF-Oszillator

◀

Verstärkerteil

Da bekanntlich bei Bandaufnahme/Wiedergabe Verstärkungsverluste auftreten, ist in Erwägung zu ziehen, ob bei Wiedergabe evtl. eine zusätzliche NF-Stufe wirksam werden soll. Versuche haben ergeben, daß diese einfache Lösung sehr praktisch ist.

Entscheidend für einen zufriedenstellenden Frequenzgang ist der Einsatz eines geeigneten Tonkopfes. Aus Gründen der Zweckmäßigkeit verwendet man einen Kombi-Kopf. Durch seine günstigen Werte bietet sich der Kombi-Kopf vom Tonbandgerät „Smaragd" Typ SH 1a an. Eine Wicklung dieses Kopfes hat etwa 200 mH, so daß sich für eine untere Frequenz von 50 Hz eine Impedanz von Z = 80 Ω ergab. Es muß also ein Gegentaktübertrager gewickelt werden, der einen Sekundärausgang von 80 Ω aufweist. Die optimale Anpassung in derartigen Stufen ist sehr wichtig. Bei einer Gegentaktendstufe mit 2 × OC 821 ergeben sich für den Ausgangsübertrager bei 7 V Betriebsspannung (fünf gealterte Monozellen) die Wickeldaten nach Tabelle [1].

Die Drahtstärken werden der maximalen Nutzung des vorhandenen Wickelraumes entsprechend festgelegt. Bei Zugrundelegung der zu erwartenden Ströme ergäben sich wohl kleinere Drahtstärken, daraus resultierten jedoch zu große ohmsche Widerstände der Wicklungen. Um möglichst einheitliche ohmsche Widerstände der Primärwicklungen zu erzielen, wird der Trafo verschachtelt aufgebaut. Die Verschachtelung der Wicklungen hat außerdem den Sinn, die sich auf die obere zu übertragende Frequenz negativ auswirkende Streuinduktivität möglichst klein zu halten.

Die Berechnung des Treibertrafos erfolgt ebenfalls nach [1].

Die im Bild 5 dargestellte Schaltung soll nur als Beispiel gelten. Es ist zweckmäßig, die Endtransistoren auf überdimensionierte Kühlflächen zu montieren. Für das angegebene Endtransistorenpaar wird eine gemeinsame Kühlfläche von etwa 50···60 cm² empfohlen. Mit der vorgesehenen regelbaren Gegenkopplung können erforderlich werdende Frequenzkorrekturen vorgenommen werden.

Da es sich um eine Art Reportergerät handeln soll, werden wir ein Tauchspulmikrofon einsetzen. Um die Mikrofonkabellänge nicht unnötig einschränken zu müssen, wird der Geräteeingang niederohmig ausgelegt. Es sind Tauchspulmikrofone mit einer Impedanz von 200 Ω im Handel. Im Verstärkereingang wurde ein Kleintrafo 5 K 10 verwendet. Bild 6 zeigt die mögliche Schaltung des NF-Verstärkers. Zu beachten ist im wesentlichen nur die richtige Polung der verwendeten Elektrolytkondensatoren. Zur besseren Abschirmung wurden die Koppelkondensatoren der Transistoren T_1 und T_2 in Becherausführung eingesetzt. Es ist weiterhin empfehlenswert, die NF-Transistoren mit Fassungen einzusetzen. So ergibt sich damit die Möglichkeit, die günstigsten Transistoren für die einzelnen Stufen leicht auszuwählen. Auf jeden Fall müs-

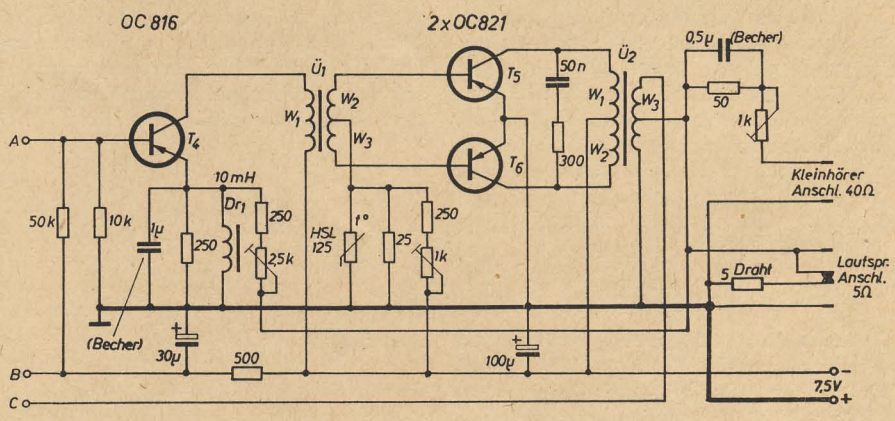


Bild 5: Treiber- und Endstufe

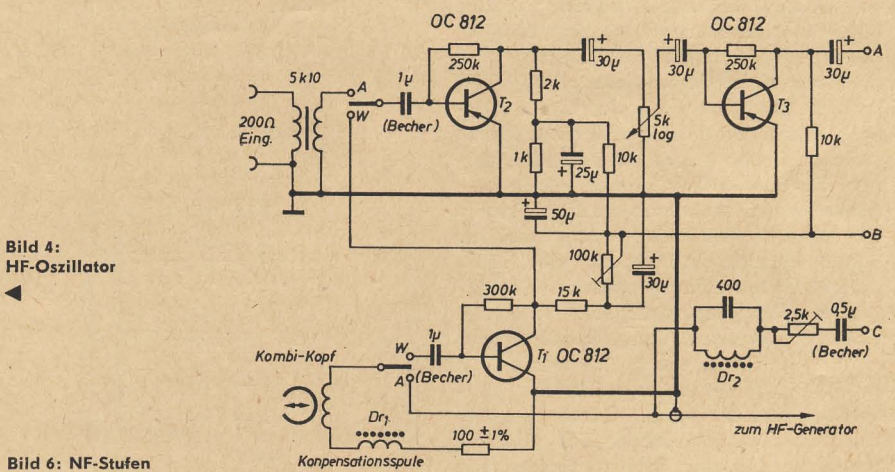


Bild 6: NF-Stufen

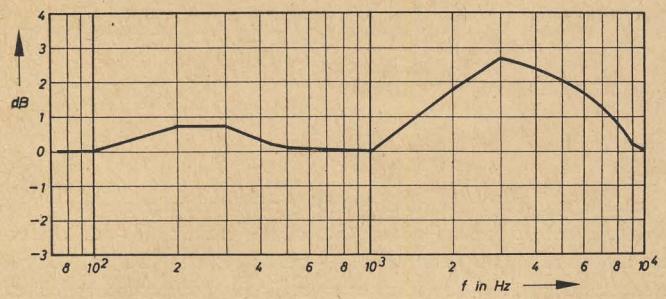


Bild 7: Verstärkerdurchlaßkurve bei Aufnahme

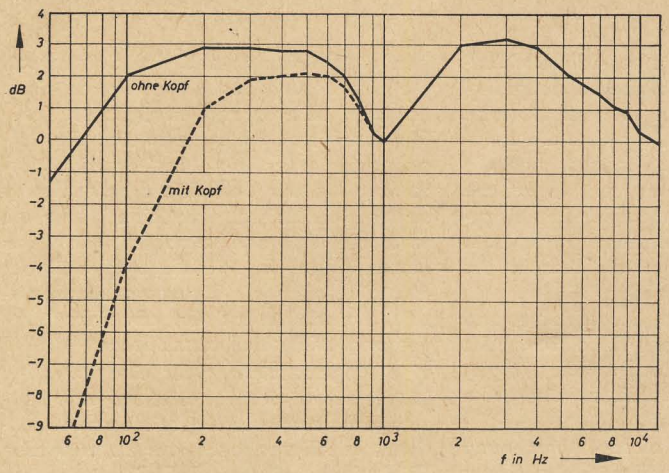


Bild 8: Verstärkerdurchlaßkurve bei Wiedergabe

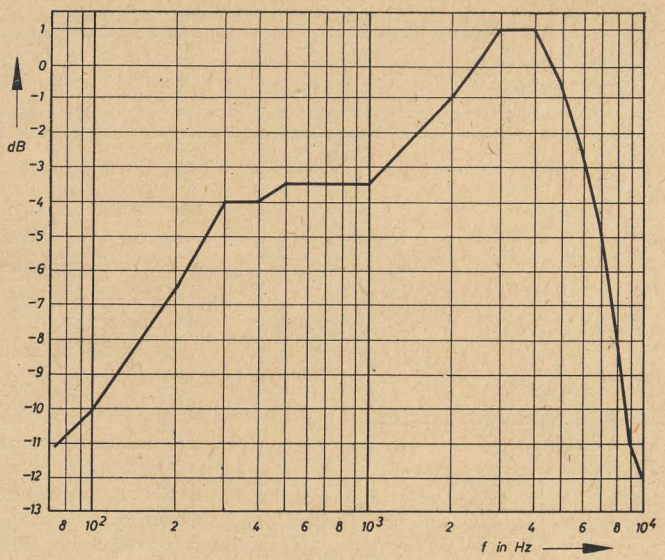


Bild 9: Aufnahme/Wiedergabe-Kurve über Band

Wickeldaten

Gegentaktübertrager $Ü_1$ (Bild 3)
W_1: 25 Wdg 0,35 mm ∅ CuL W_2: 25 Wdg 0,35 mm ∅ CuL W_3: 245 Wdg 0,2 mm ∅ CuL W_1 und W_2 bifilar gewickelt. Alle Wicklungen auf drei Kammern aufgeteilt. Schalenkern 30 mm ∅ (KB 100)
HF-Oszillator $Ü_1$ (Bild 4)
W_1: 570 Wdg 0,1 mm ∅ CuL (Abgriff bei 150 Wdg) W_2: 60 Wdg 0,1 mm ∅ CuL W_3: 200 Wdg 0,1 mm ∅ CuL Alle Wicklungen auf vier Kammern aufgeteilt. Spulenkern vom „Diktina"-HF-Generator 4-Kammerkörper mit 8-mm-Kern
Treiber- und Endstufe (Bild 5)
Ausgangsübertrager $Ü_2$ W_1, W_2: 2 × 400 Wdg 0,25 ∅ CuL W_3: 500 Wdg 0,25 ∅ CuL (Abgriff bei 125 Wdg) Kern: M 42/15 Dyn.-Blech IV
Treibertrafo $Ü_1$
W_1: 2200 Wdg 0,06 ∅ CuL W_2, W_3: 2 × 500 Wdg 0,1 ∅ CuL (bifilar) Kern: M 30
NF-Stufen (Bild 6)
Kompensationsspule Dr_1 20 Wdg 0,2 mm ∅ CuL 4-mm-Eisenkern mit Kunststoffgewindezapfen
Sperrkreisinduktivität Dr_2
1600 Wdg 0,14 mm ∅ CuL 4-Kammer-Spulenkörner; HF-Kern 8 × 16 mit Isolierstoffgewindezapfen.

sen rauscharme Transistoren eingesetzt werden. Es können ohne weiteres die billigen Transistoren des Typs CA 25 verwendet werden.

Die in das kalte Ende des Kombi-Kopfes geschaltete Brummkompensationsspule wurde im vorliegenden Beispiel auf einen 4 mm starken HF-Eisenkern mit Kunststoffgewindezapfen gewickelt. Diese Spule muß nach allen Seiten in ihrer Lage verändert werden können, um die vom Motor kommenden Störungen zu kompensieren. Ebenfalls liegt im kalten Ende des Kombi-Kopfes ein Widerstand von 100 Ω. Mit dem an diesem Widerstand gemessenen Spannungsabfall läßt sich der HF-Vormagnetisierungsstrom ermitteln. Dieser Widerstand sollte eine Toleranz von ± 1% haben.

Der im Aufsprechzweig liegende Sperrkreis (Dr_2 und 400 pF) ist auf die HF-Generatorfrequenz abgestimmt und soll das Eindringen der HF in die Endstufe verhindern.

Auf die vierte Baustufe soll an dieser Stelle nicht weiter eingegangen werden. Die Dimensionierung derartiger Schaltungen und Möglichkeiten ist im wesentlichen vom Motor abhängig. Es sei aber darauf hingewiesen, daß es durchaus möglich ist, ein einwandfrei arbeitendes Gerät mit geringfügigen Laufschwankungen ohne Transistorsteuerung aufzubauen.

Stromversorgung

Auf Grund der konstruktiven Ausführung des Gerätes, können nur Monozellen bzw. gasdichte NC-Akkumulatoren (VEB Grubenlampenwerk Zwickau) zum Einsatz kommen. NC-Akkumulatoren älterer Bauart sind ungeeignet, da sie möglichst aufrechtstehend betrieben werden müssen. Das vorliegende Mustergerät wurde mit Monozellen (Heizelement BAE Nr. 650) bestückt und hatte dabei eine max. Betriebszeit von etwa 2 Std. Da es sich jedoch um verhältnismäßig kurze Aufnahmezeiten handelt, wurde der Einsatz von Monozellen als wirtschaftlich günstigste Lösung gewählt. In radio und fernsehen 13 (1964), H. 20, S. 619 sind Hinweise auf Batteriecharakteristiken zu finden.

In dem Gerät wurde ein Kombikopf vom Diktiergerät „Diktina" (L = 4 mH) eingesetzt. Die Verstärkerdurchlaßkurve bei Aufnahme zeigt Bild 7. Hierbei ist der Bezugspegel am Lautsprecherausgang mit 5 Ω Belastungswiderstand ± 0 dB bei 1000 Hz. Der Tongenerator wird hierbei an dem 200-Ω-Eingang angeschlossen.

Das Bild 8 zeigt die Verstärkerdurchlaßkurve bei Wiedergabe. Der Bezugspegel am belasteten Lautsprecherausgang liegt ebenfalls bei ± 0 dB bei 1000 Hz. Das Tongeneratorsignal wird direkt am heißen Ende des Kopfanschlusses eingespeist. Die ausgezogene Kurve zeigt den Frequenzgang ohne Kopf an. Die gestrichelte Kurve zeigt an, wie stark der Kopf die tiefen Frequenzen bedämpft. Dieses war auch der Grund dafür, den sehr niederinduktiven Kopf gegen einen anderen Kombikopf auszutauschen. Bild 9 zeigt die Aufnahme/Wiedergabe-Kurve über Band. Hierbei wurde eine Spannung von 20 mV in den 200-Ω-Eingang eingespeist (auf CR-Band aufgenommen), abgespielt und am belasteten Lautsprechereingang gemessen. Diese Kurven zeigen sehr deutlich, daß durch günstige Dimensionierung der Bauteile mit verhältnismäßig geringem Aufwand durchaus vertretbare Erfolge zu erzielen sind. Durch die regelbar ausgelegte Gegenkopplung läßt sich der Frequenzgang entsprechend korrigieren. Die Kurven sind bei Potentiometermittelstellung aufgenommen.

Literatur

[1] Otto, K., und Müller, H.: Flächentransistoren. Fachbuchverlag Leipzig

Die Demonstration von Lernversuchen auf dem Rechenautomat ZRA-1

Dipl.-Ing. W. SCHUPPE

Mitteilung aus dem Rechenzentrum des Instituts für Nachrichtentechnik, Berlin-Oberschöneweide

Die Redaktion ist der Ansicht, daß es heute schon zur Allgemeinbildung des an elektronischen Problemen Interessierten oder auf einem Gebiet der Elektronik Arbeitenden – also z. B. eines Lesers von radio und fernsehen – gehört, etwas über die Nachbildung bestimmter geistiger Tätigkeiten des Menschen, z. B. des Lernprozesses, durch elektronische Maschinen zu wissen. Aus diesem Grunde veröffentlichen wir den folgenden Artikel. (D. Red.)

Stufen der geistigen Tätigkeit des Menschen

Seit der Entwicklung der Technik der Informationsverarbeitung, die sich aus den Problemstellungen der Automatisierung ergab, wird die Frage nach der maschinellen Durchführung bzw. Nachbildung der geistigen Tätigkeit des Menschen in großem Umfang untersucht. Als Ergebnis dieser Entwicklung besitzen wir heute die digitalen Großrechenanlagen, die leider oft als „Denkmaschinen" oder „Elektronengehirne" bezeichnet werden. Zunächst stellt der Rechenautomat das technische Hilfsmittel dar, um die Erkenntnis des Ablaufs der geistigen Tätigkeit des Menschen zu beschleunigen, jedoch dürfte diese Entwicklung erst am Anfang stehen.

Inzwischen gibt es eine umfangreiche Literatur zu dem Problemkreis „Automaten und Denkprozesse", an der vor allem Nachrichtentechniker, Mediziner, Biologen und Philosophen beteiligt sind. Eine übersichtliche Darstellung zu dieser Thematik mit der Zusammenstellung der wichtigsten Literatur befindet sich in [1].

Versucht man eine grobe Klassifizierung der geistigen Tätigkeit, so lassen sich die folgenden drei Stufen festlegen, wobei die Steuerung und Regelung von nicht oder nur bedingt beeinflußbaren Vorgängen im Menschen außer acht gelassen werden soll:

1. Durchführung von logischen Verknüpfungen nach bestimmten genau formulierten Vorschriften, und Fällen von Entscheidungen nach festgelegten Kriterien.

Zu diesen Tätigkeiten ist das Lösen von elementaren Rechenaufgaben oder etwa die Bewertung einer Arbeit nach bestimmten Kennziffern zu zählen.

Diese Arbeit leistet ein Automat mit einer vom Menschen nie erreichbaren Geschwindigkeit und Ausdauer. Die Vorschriften und Kriterien für eine bestimmte Aufgabenstellung werden dem Automaten als Programm mitgeteilt. Für die Lösung der Aufgabe selbst werden dann nur noch die Ausgangsdaten benötigt.

Nehmen wir zur Erläuterung als Beispiel einen Teil der Arbeit eines Lohnbuchhalters bei der Nettogehaltsberechnung. Ihm ist z. B. der gesamte zu versteuernde Bruttobetrag gegeben, von dem die Lohnsteuer abzuziehen ist. Zunächst muß die Entscheidung gefällt werden, in welche Steuerklasse der Lohnempfänger eingestuft wird. Die Kriterien hierfür sind u. a. sein Familienstand und die Anzahl der zum Haushalt gehörenden Kinder. Aus der Verknüpfung von Steuerklasse und Bruttogehalt nach den Vorschriften des Gesetzgebers (Lohnsteuertabelle) ergibt sich die Lohnsteuer, diese wird vom Bruttogehalt abgezogen.

Der praktische Fall dieser Abrechnung sieht natürlich wesentlich komplizierter aus, setzt sich aber aus keinen anderen Elementen als den angeführten zusammen. Der Rechenautomat ZRA-1 bewältigt die Aufgabe der Nettogehaltsberechnung in etwa 12 s.

Abschließend sei noch festgestellt, daß diese Tätigkeiten, die nicht ohne Grund bereits als „mechanisch" bezeichnet werden, seit dem Bau von Rechenautomaten endgültig dem Menschen abgenommen werden können.

2. Ermittlung von Vorschriften, nach denen logische Verknüpfungen auszuführen sind, und Festlegung von Kriterien für bestimmte Entscheidungen zur Lösung einer bestimmten Aufgabe.

Damit ist in groben Zügen der Lernvorgang umrissen, wie er sich als Durchschnitt aus den verschiedensten Auffassungen ergibt. Einem Lernvorgang liegt also eine Aufgabenstellung zugrunde, für die keine Lösung bekannt ist. Das Erreichen des durch die Aufgabe formulierten Zieles bringt einen Gewinn an Kenntnissen, die, mit der Aufgabenstellung verknüpft und zu festen Regeln formuliert, das Ergebnis des Lernvorgangs darstellen. Bei einer Wiederholung der Aufgabe liegen dann Kriterien und Vorschriften vor, die eine Lösung der Aufgabe ohne einen erneuten Lernvorgang ermöglichen.

Für den Menschen ergeben sich die Aufgabenstellungen aus der Auseinandersetzung mit der Umwelt zur Befriedigung seiner Bedürfnisse. Für eine Maschine wird die Aufgabe zunächst noch von einem Menschen formuliert. Er muß der Maschine auch die Eigenschaften vermitteln, die erforderlich sind, um einen Lernvorgang erfolgreich auszuführen.

Eine Aufgabenstellung für eine Maschine könnte etwa darin bestehen, eine Abzweigschaltung aus Kapazität und Induktivität mit Tiefpaßcharakter zu entwerfen (Bild 1). In diesem Fall führt der zur Durchführung des Lernvorganges verwendete Rechenautomat eine Serie von Versuchen mit verschiedenen Werten von Z_1 und Z_2 aus, deren Ergebnisse im Bild 2 schematisch dargestellt sind. Jeder Versuch mit einem Wertepaar $(Z_1; Z_2)$ wird nach einem Kriterium auf Erfolg oder Mißerfolg geprüft. Kriterium ist in diesem Fall, ob der Dämpfungsverlauf des durch Versuch bestimmten Vierpoles das Toleranzschema eines Tiefpasses qualitativ erfüllt. Erfolgreiche Belegungen von Z_1 und Z_2 im Bild 2 sind mit + gekennzeichnet. Die Ergebnisse der erfolgreichen Versuche werden gespeichert. Bei erneuter Aufgabenstellung werden ohne Wiederholung der Versuche sofort aus den Angaben „Abzweigschaltung aus L und C mit Tiefpaßcharakteristik" die Ergebnisse der erfolgreichen Versuche ausgegeben. Würde Hochpaßverhalten verlangt werden, dann müßte eine neue Versuchsserie gestartet werden, der ein anderes Kriterium zugrunde liegt.

Während vor dem Lernvorgang die Angaben der Aufgabe zu einer Folge von Versuchen führen, lösen sie nach Abschluß des Lernverfahrens lediglich die Ausgabe der Ergebnisse aus.

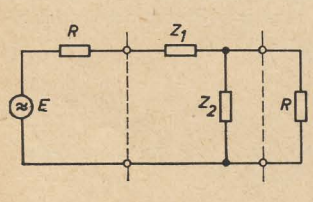


Bild 1: Tiefpaßschaltung als Beispiel zum Lernen durch Versuch

Bild 2: Vollständiges Schema zum Lernen durch Versuch (— Kein Erfolg; + Erfolg)

Z_2 \ Z_1	0	∞	L	C
0	—	—	—	—
∞	—	—	+	—
L	—	—	—	—
C	+	—	+	—

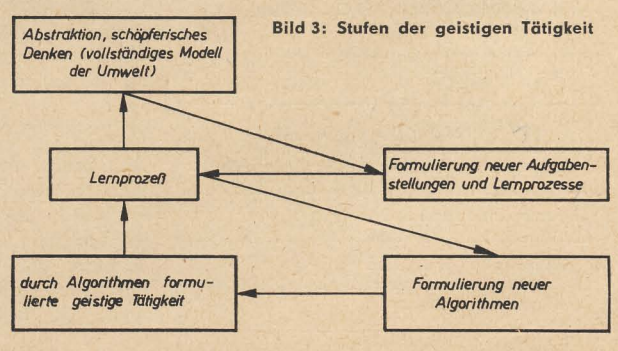


Bild 3: Stufen der geistigen Tätigkeit

3. Abstraktion der Ergebnisse der Lernprozesse und Formulierung neuer Aufgaben.

Diese Tätigkeiten seien unter dem Begriff „Denken", also der höchsten Funktion des menschlichen Gehirns, verstanden. Während man die Methode der unter 1 angeführten Tätigkeit beherrscht und eine allgemeine Theorie dazu existiert [2], sind die Arbeiten an der Theorie der Lernvorgänge noch in vollem Fluß. Lernvorgänge bilden die Grundlage der Denkvorgänge. Auch in Richtung der Erklärung der Denkvorgänge werden bereits Arbeiten unternommen, obwohl hier die Frage nach der Möglichkeit der dem Menschen gleichwertigen „denkenden Maschine" im Brennpunkt der Diskussion steht. Der heutige Stand der Technik erlaubt es noch nicht, eine Maschine zu bauen, die alle bis jetzt erforschten Funktionen des menschlichen Gehirns ausführt, doch kann für die zukünftige Entwicklung vorausgesagt werden, daß jeder exakt formulierbare Prozeß auch auf eine Maschine übertragen werden kann.
Bild 3 stellt die verschiedenen Stufen der geistigen Tätigkeit des Menschen und ihre Beziehungen untereinander dar.

Das Modell

Geht man von der Feststellung aus, daß jeder Lernprozeß eine Auseinandersetzung mit der Umwelt darstellt, so lassen sich die Forderungen, die ein allgemeines Modell zur Darstellung einer Lernstruktur haben muß, sofort ableiten.
Zur Verbindung mit der Umwelt müssen Bausteine zur Aufnahme von Information (z. B. Rezeptoren, Meßglieder, Eingabegeräte) und solche zur Abgabe von Information (z. B. Effektoren, Stellglieder, Ausgabegeräte) vorhanden sein. In einem Speicher (Gedächtnis) ist der innere Zustand (Übergangsverhalten, Programm) des Systems aufbewahrt, der jeder wahrgenommenen Umweltsituation eine Reaktion zuordnet (logische Verknüpfung). Weiterhin muß ein Baustein vorhanden sein, der den inneren Zustand eines Systems verändern kann. Diese Veränderung muß zielgerichtet vorgenommen werden. Sie kann durch die bloße Erregung der Rezeptoren oder durch die Beobachtung einer Reaktion in der Umwelt ausgelöst werden (Änderung des Übergangsverhaltens, Programmänderung). Setzt man ein lernendes System mehrmals der gleichen Umweltsituation aus, so wird es sein Verhalten gegenüber dieser Situation je nach seiner Zielstellung verändern. Der Teil, der die Änderung des inneren Zustandes bestimmt oder neue Kriterien für die Bewertung und Verknüpfung der Reizelemente ermittelt, enthält die Zielstellung des Lernvorganges.
Es sind verschiedene technische Modelle gebaut worden, welche die aufgeführten Eigenschaften besitzen und Lerneigenschaften demonstrieren. Technische Modelle haben den Vorteil großer Anschaulichkeit, besitzen aber den Nachteil, sehr speziell zu sein, weshalb eine Änderung ihrer Funktionsstruktur mit großem Aufwand verbunden ist. Wie oben angedeutet, besitzen jedoch Rechenautomaten alle Eigenschaften zur Nachbildung der Funktionsstruktur lernender Systeme. Sie haben daneben den Vorteil, daß durch Programmänderungen leicht eine Änderung der Eigenschaften des programmierten Modells bewirkt werden kann.

Nachbildung eines bedingten Reflexes durch ein Modell

Die bekanntesten technischen Modelle, die in den letzten Jahren gebaut wurden, sind die Schildkröte „Elsie" von Grey Walter und die Maus „Theseus" von C. Shannon, dem Begründer der Informationstheorie. Die Schildkröte löst die Aufgabe, sich auf eine Lichtquelle hin zu bewegen und dabei im Wege stehende Hindernisse zu umgehen. Kommt die Schildkröte zu nahe an die Lichtquelle heran, so kehrt sie sich wieder vom Lichte ab, als ob sie geblendet wird, und verharrt dann in einem für sie optimalen Abstand von der Quelle. Die Schildkröte demonstriert in ihrem einfachsten Aufbau das Verhalten von Lebewesen auf Grund ihrer unbedingten Reflexe. Walter hat noch weitere Schildkröten gebaut, die mehrere Verhaltensweisen als nur den oben beschriebenen Phototropismus zeigten. Einen echten Lernvorgang führt die Maus bereits aus. Setzt man sie in ein mit einem elektronischen Rechner gekoppeltes Labyrinth, an dessen Wänden Kontakte angebracht sind, die beim Anstoßen der Maus geschlossen werden, so sucht sie sich selbständig einen Weg zum Ausgang. Die Kontakte geben Signale an den Rechner, der diese nach einem bestimmten Programm auswertet und die Maus steuert. Wiederholt man den Versuch, so läuft die Maus auf dem kürzesten Wege zum Ausgang. Sie hat aus allen möglichen Wegen, die sie bei dem ersten Versuch absuchte, den erfolgreichen gespeichert und wertet bei einer Wiederholung der Aufgabe die gewonnenen Ergebnisse mit Hilfe des mit dem Labyrinth gekoppelten Rechners nur aus [2].
Im folgenden soll nun einer der elementaren Lernvorgänge beschrieben werden, der unter dem Namen „bedingter Reflex" bekannt ist und von dem sowjetischen Gelehrten Pawlow beschrieben wurde. Die automatisch in den Organismen ablaufenden Vorgänge haben das Ziel, die einwandfreie Funktion der Organe aufrecht zu erhalten. Solche Vorgänge werden oft durch Wahrnehmungen unserer Sinnesorgane ausgelöst, man spricht dann von unbedingten Reflexen. So beobachtete Pawlow, daß bei einem Hund im Augenblick der Fütterung erhöhte Absonderung von Speichel auftritt. Tastsinn und Geruchssinn vermitteln bei der Nahrungsaufnahme also einen spezifischen Reiz, welcher auf Grund eines unbedingten Reflexes die Speichelabsonderung auslöst. Daneben gibt es noch neutrale Reize, die keine spezifischen Reaktionen auslösen. So stellt z. B. die Wahrnehmung eines Glockentones einen neutralen Reiz dar, auf den ein Hund zunächst hinsichtlich der Funktion seiner Speicheldrüsen nicht in einer besonderen Weise reagieren wird.
Verbindet man nun mehrmals die Verabreichung von Nahrung mit dem Ertönen

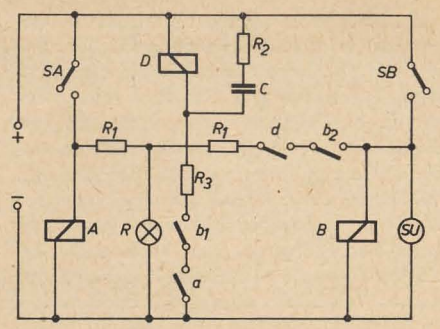


Bild 4: Schaltung zur Demonstration des bedingten Reflexes

eines Glockenzeichens, so bildet sich eine feste Verknüpfung zwischen dem Reiz bei der Nahrungsaufnahme und dem akustischen Reiz heraus. Nach wiederholten Versuchen mit dem kombinierten Reiz tritt auch dann eine erhöhte Absonderung von Speichel auf, wenn nur der Glockenton ertönt. Aus dem neutralen Reiz ist ein spezifischer geworden. Die Verknüpfung des akustischen Reizes mit der bevorstehenden Nahrungsaufnahme und der daraus folgenden verstärkten Speichelabsonderung wurde von Pawlow als bedingter Reflex bezeichnet. Der Hund hat „gelernt", daß der Glockenton die Verabreichung von Nahrung anzeigt.
Läßt man nun bei weiteren Versuchen nur immer einen der beiden Reize, also nur den Glockenton oder nur den komplexen Reiz der Nahrungsaufnahme, wirken, so verliert sich die Verknüpfung beider Reize, und nach einer gewissen Zeit wird auf den akustischen Reiz nicht mehr mit verstärkter Absonderung von Speichel reagiert.
Abstrahiert man diesen Vorgang, so kann man ihm folgende Darstellung geben. Von zwei möglichen Signalen A und B ruft das Signal A am Eingang eines Systems das Signal R am Ausgang hervor. Das Signal B ergibt kein Ausgangssignal. Erst nach mehrmaligem gleichzeitigen Auftreten von A und B ruft auch das Signal B, wenn es allein am Eingang wirkt, am Ausgang das Signal R hervor. Diese Eigenschaft geht verloren, wenn in der Folge keine Koinzidenz der Signale A und B mehr auftritt.
Eine technische Realisierung eines solchen Systems zeigt Bild 4. Der Kondensator C sei zu Beginn der Versuche entladen. Wird nun der Schalter SA, der dem Reiz A entsprechen soll, geschlossen, dann leuchtet die Lampe R auf, die die Reaktion anzeigt. Schließt man Schalter SB, dann ertönt der Summer SU, der den Reiz B charakterisiert, und es wird keine Reaktion R eintreten, da der Schalter d, der Arbeitskontakt von Relais D, nicht geschlossen ist. Wenn mehrmals (oder hinreichend lange) SA und SB gleichzeitig geschlossen werden, dann lädt sich der Kondensator C über die Arbeitskontakte a und b_1 auf und hält das Relais D, auch beim Öffnen von a und b_1, bis er sich über den Widerstand R_2 und das Relais D entladen hat. Solange D anzieht, ist auch Schalter d geschlossen. Wenn in diesem Zustand allein der Schalter SB gedrückt wird, leuchtet die Lampe R ebenfalls auf, da dann R über b_2 und d an Spannung

liegt. Die Widerstände R_1 müssen so bemessen sein, daß sie die Relais A und B entkoppeln. Der bedingte Reflex bleibt solange erhalten, wie der vom Kondensator C abfließende Strom ausreicht, um Relais D zu halten. Durch wiederholtes Einlernen des Reflexes, also gleichzeitiges Schließen von SA und SB, wird der Kondensator wieder aufgeladen. Man kann also den Vorgang des Verlernens verzögern. Weitere technische Realisierungen dieses Verhaltens sind in [3] beschrieben.

Nachbildung eines bedingten Reflexes durch einen Rechenautomaten

Technische Realisierungen von Verhaltensmodellen sind sehr aufwendig, da die Schaltungen mit wachsenden Anforderungen an das Modell sehr schnell komplizierter werden und erheblichen Arbeitsaufwand erfordern. Man geht daher dazu über, solche Verhaltensweisen auf elektronischen Rechenautomaten zu modellieren. Ein Rechenautomat besitzt als Modell universellen Charakter und wird erst durch ein Programm, welches er auf Lochband, Lochkarten oder anderen Eingabemedien mitgeteilt bekommt, in die Lage versetzt, eine spezielle Aufgabe zu lösen. Jedem Programm liegt ein logisches Ablaufschema zugrunde, das als Flußdiagramm bezeichnet wird. Im Bild 5 ist ein einfaches Flußdiagramm dargestellt, das in ein Programm für den Rechenautomaten ZRA-1 umgesetzt wurde und das Erlernen eines bedingten Reflexes ermöglicht.

Die Kästchen mit den runden Ecken im Bild 5 sind Entscheidungen, die der Automat fällen muß und die mit „Ja" oder „Nein" beantwortet werden können. Entsprechend haben sie auch 2 Ausgänge, die durch „j" und „n" gekennzeichnet sind und je nach dem Ergebnis der Entscheidung für den weiteren Ablauf gewählt werden. Beginnt man bei St und führt jeweils die Anweisungen aus, die in den einzelnen Kästchen aufgeschrieben sind, so wird bis zur Rückkehr zum Ausgangspunkt genau ein Lernversuch ausgeführt. Dabei ist zu beachten, daß nur immer der Weg fortgesetzt werden darf, der durch das Ergebnis der Entscheidungen vorgeschrieben wird.

Genau so wie ein Mensch nach der Anweisung dieses Flußdiagramms mechanisch die gestellte Aufgabe lösen könnte, geht nun auch ein Rechenautomat vor.

Zunächst muß man ihm mitteilen, welche Reize wirken. Das kann bei dem Rechenautomat ZRA-1 ähnlich wie bei dem beschriebenen technischen Modell durch zwei Schalter erfolgen, deren Stellungen dann durch das Programm abgefragt werden. Ist also der Schalter A geschlossen, d. h. wenn der Reiz A wirkt, dann führt der Automat die Reaktion R aus. In einem Protokollstreifen (Bild 6) ist das entsprechend sichtbar gemacht. Eine 1 in der Mitte des Druckbildes bedeutet, daß die entsprechende Reaktion R auf den Reiz A, der durch ein Sternchen im linken Teil des Druckbildes gekennzeichnet ist, eintritt. Der unterstrichene Stern im rechten Teil des Druckbildes wird ausgedruckt, wenn der Reiz B, der ebenfalls durch einen Schalter am Automaten dargestellt wird,

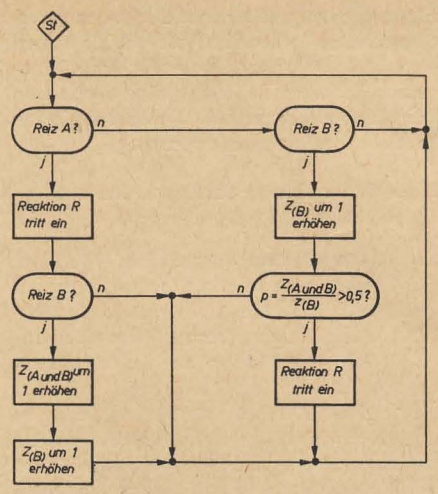


Bild 5: Flußdiagramm des Programmes eines Rechenautomaten zur Darstellung eines bedingten Reflexes

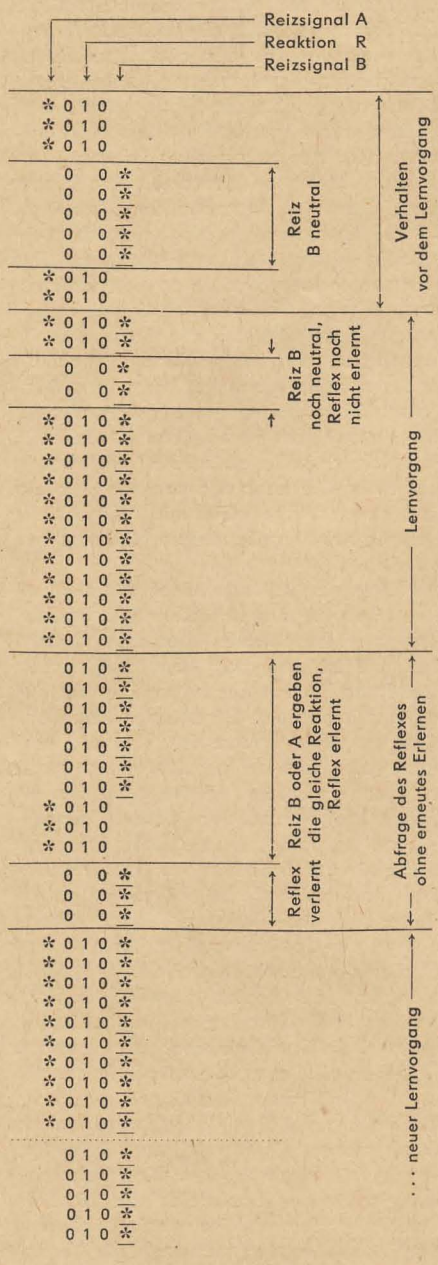


Bild 6: Protokollstreifen des Programms nach Bild 5

bei dem Lernversuch zur Wirkung kommt. Der Automat entscheidet also zunächst über die Stellungen der Schalter A und B, d. h. über die vorliegende Reizsituation. Es werden nun zwei Zahlen von dem Automaten gebildet: $Z_{(B)}$ ist die Anzahl der Lernversuche, bei denen der Reiz B auftrat, und $Z_{(A\text{ und }B)}$ ist die Anzahl der Lernversuche, bei denen die Reize A und B gemeinsam auftraten. Der bedingte Reflex gilt dann als erlernt, wenn bei mehr als 50% der Versuche, in denen der Reiz B vorhanden war, auch der Reiz A auftrat. Die Bedingung für das Eintreten des bedingten Reflexes lautet also

$$p = \frac{Z_{(A\text{ und }B)}}{Z_{(B)}} > 0{,}5$$

Wenn diese Bedingung erfüllt ist, dann wird gleichsam auf Grund der bei den anderen Lernversuchen gesammelten „Erfahrungen" aus dem Auftreten des Reizes B geschlossen, daß auch der Reiz A auftreten müßte, und es wird so reagiert, als ob der Reiz A auch vorhanden wäre. Der Protokollstreifen, den das Programm während seiner Arbeit ausdruckt, zeigt auch, daß der Reflex wieder verlernt wird, wenn nur der Reiz B auftritt.

Ausblick

Die angeführten Beispiele zeigen, daß man mit den heutigen technischen Mitteln durchaus in der Lage ist, Lernverhalten nachzubilden. Es muß betont werden, daß die in der Natur ablaufenden Lernvorgänge wesentlich komplizierter sind. Schon eine eingehendere Untersuchung des bedingten Reflexes, des primitivsten Lernvorganges, zeigt, daß die angegebene Darstellung zur vollständigen Erklärung nicht ausreicht. Der Leser, der weiteres Interesse an diesem Problemkreis hat, sei auf die Literatur verwiesen [4], wo auch die vollständige Modelldarstellung eines bedingten Reflexes angegeben wird. Wir hoffen jedoch, daß dem Leser durch die vorstehenden Ausführungen eine Vorstellung darüber vermittelt wurde, durch welche elektronischen Prozesse Lernvorgänge im Modell und im Rechenautomaten nachgebildet werden können.

Die zukünftige technische Entwicklung, die zu immer kleineren und schneller arbeitenden Bausteinen führt, wird den Aufbau sehr umfangreicher Systeme mit Lerneigenschaften ermöglichen, welche dann nicht mehr nur wissenschaftliches Interesse erregen, sondern auch wesentliche praktische Bedeutung erlangen werden.

Literatur

[1] Zemanek, H.: Automaten und Denkprozesse in „Digitale Informationswandler" von W. Hoffmann (Hrsg.), Friedrich Vieweg und Sohn, Braunschweig 1962 s. 1–66

[2] Trachtenbrot, B. A.: Wieso können Automaten rechnen? VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin 1959

[3] Poletajew, I. A.: Kybernetik, VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin 1962

[4] Billing, H.: Lernende Automaten, Bericht über die Fachtagung der Nachrichtentechnischen Gesellschaft in VDE (NTG). Karlsruhe im April 1961. Band 3 der Beihefte zur Zeitschrift „Elektronische Rechenanlagen" R. Oldenburg, München 1961

TV-Empfänger-Abgleich

Teil 6 und Schluß

Differenzfrequenzumsetzer

Sie sind in Fernseh-Rundfunk-Kombinationen anzutreffen und gestatten die Klangfülle des Rundfunkteils auch für den Fernsehton auszunutzen. Der Umsetzer formt die DF-Frequenz von 5,5 MHz in die UKW-ZF 10,7 MHz um (Bild 22).
Der Oszillator des Umsetzers und die Filter sind auf Sollfrequenz abgestimmt, wenn das Anzeigegerät am Begrenzer- oder Ratiokreis Maximum anzeigt. Das Signal wird in den Umsetzer und die Tonauskopplung eingespeist. Für den Abgleich des Oszillators und des 10,7-MHz-Filters ist eventuell eine Aufblaskappe nötig. Auf Symmetrie der Kurve ist zu achten.

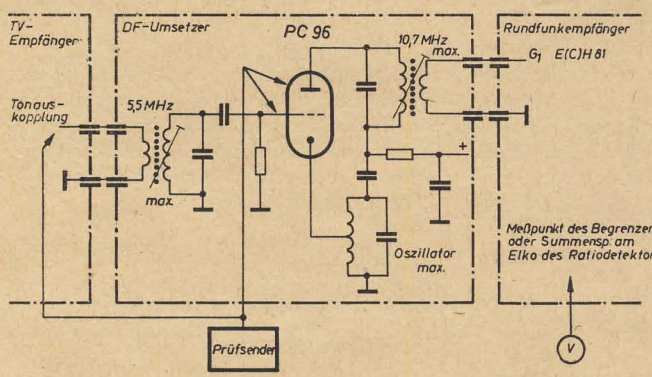


Bild 22: Abgleich eines DF-Umsetzers

Ton-Zwischenfrequenzverstärker mit Gleichlaufdetektor (EH 81)

Der Oszillator des Konverters wird durch Kurzschluß des Schwingkreises totgelegt. Ein AM/FM-Signalgenerator ist an den Videomeßpunkt und ein Röhrenvoltmeter an den NF-Auskopplungspunkt des Demodulators anzuschließen. Mit einem AM-Signal stellt man alle DF-Kreise auf Maximum (Bild 23).
Um den Oszillator abzugleichen, wird der Kurzschluß aufgehoben und das Röhrenvoltmeter durch einen Oszillografen ersetzt. Der Prüfsender wird auf FM geschaltet. Jetzt entstehen auf dem Bildschirm des Oszillografen NF-Kurven, deren Symmetrie in Abhängigkeit von der Senderamplitude verzerrt ist. Durch Änderung der Oszillatorfrequenz sind die Verzerrungen zu beseitigen. Sie dürfen auch nicht mehr auftreten, wenn die Senderausgangsspannung bis zu einem angegebenen Minimum gesenkt wird (AT 505 = 1 mV). Ist diese Bedingung nicht erfüllt, kann auch mit den Filterkreisen etwas nachgeholfen werden.

Regler für die AM-Unterdrückung

In modernen TV-Empfängern ist ein Regler für maximale AM-Unterdrückung vorgesehen (Bild 21). Mit ihm kann noch eventuell auftretendes Brummen auf Minimum gesenkt werden. Bei dieser Einstellung muß der Oszillator auf maximaler Auflösung stehen.

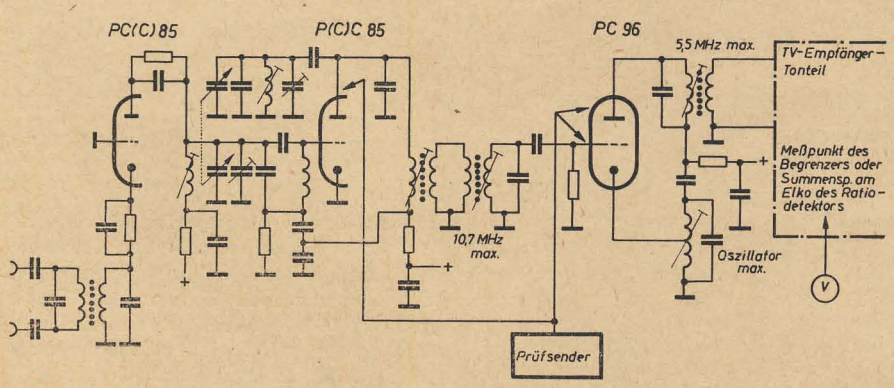


Bild 24: Abgleich eines UKW-Empfangsteils im TV-Empfänger

Aber auch mit einem AM-Generator, der an den Videomeßpunkt angeschlossen ist, läßt sich die Einstellung ausführen. Die am Lautsprecher auftretende NF-Spannung wird akustisch oder oszillografisch kontrolliert und auf Minimum gesenkt.

UKW-Teil

UKW-Teile arbeiten nach dem Prinzip der doppelten Mischung. Nach diesen Gegebenheiten richtet sich auch ihr Abgleich. Anschlußpunkt für das Anzeigeinstrument ist der Meßpunkt des Begrenzers oder Demodulators im Tonteil des TV-Empfängers.
Ein 5,5-MHz-Signal wird in die Röhre des Umsetzers eingespeist. Dies geschieht über eine kleine Kapazität in den Gitterkreis oder über eine Aufblaskappe. Das Auskopplungsfilter wird auf 5,5 MHz abgeglichen. Der Sender verbleibt am Einspeisepunkt und wird auf 10,7 MHz eingestellt, um den Oszillator des Umsetzers abzustimmen. Beide Male muß das Anzeigeinstrument Maximum anzeigen.
Um das vor dem Umsetzer angeordnete UKW-ZF-Filter abzugleichen, speist man

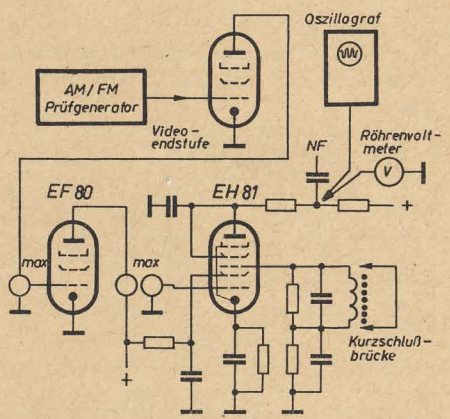


Bild 23: Abgleich eines DF-Verstärkers mit Gleichlaufdetektor

das Signal (10,7 MHz) über die Aufblaskappe in den UKW-Teil ein. Das Bandfilter ist auf Maximum einzustellen (Bild 24).
UKW-Vor- und Mischstufe werden wie die eines Rundfunkgerätes abgeglichen.

Aus der Vielzahl der Abgleichmethoden sollte das Charakteristische herausgearbeitet werden, um einen allgemeingültigen Querschnitt zu geben. Genaugenommen sind diese Methoden auch noch typgebunden, sie bilden aber das Gerüst der Abgleichtechnik, das zur Einarbeitung eine Hilfe und bei fehlenden Service-Unterlagen richtungsweisend sein kann.

Berichtigung

In radio und fernsehen 14 (1965), H. 6 wurde im Bild 13, Seite 177 am Eingang der Videostufe versehentlich ein Lautsprecher an Stelle der Bildröhre dargestellt.

D. Red.

Reparatur eines japanischen Transistor-Reflexempfängers

Nach dem Einschalten des Gerätes wurde ein normaler Stromverbrauch festgestellt. Das übliche NF-Brummen bei Berührung der Basis trat nur beim Endtransistor auf. Bei Anschluß einer Antenne wurden Rundfunksender empfangen.

Das Prüfen der Spannungen am Emitter, Basis und Kollektor des End- bzw. ersten Transistors ergab ebenfalls normale Verhältnisse. Da das Gerät ein Reflexempfänger ist, d. h. der erste Transistor die HF und NF verstärkt, sollte festgestellt werden, ob die HF auch tatsächlich verstärkt wird. Auf den Antenneneingang wurde ein moduliertes HF-Signal vom Prüfgenerator gegeben. Das Oszillogramm vom Kollektor des T_1 ergab, daß die HF einwandfrei verstärkt wurde, jedoch keine NF-Verstärkung stattfand. Eine erste Überprüfung der Übertrager $Ü_1$ und $Ü_2$ zeigte, daß sie scheinbar in Ordnung waren. Auch die Dioden hatten keinen Fehler; das Oszillogramm zeigte demodulierte Signale, also NF an. Von der Endstufe wurde die HF gut verstärkt, ebenso die NF, also konnte der Fehler nur hinter den Dioden liegen, da auch die Gleichrichtung in Ordnung war. Das Ablöten des Bedämpfungswiderstandes für die Sekundärwicklung von $Ü_1$ zeigte auch keine Änderung. Unwahrscheinlich war, daß die Kondensatoren hinter den Dioden Schluß oder Feinschluß hatten, aber auch sie wurden geprüft. Nun kam nur noch der Übertrager $Ü_1$ in Frage, der bei der nochmaligen Prüfung eine Unterbrechung im Primärkreis zeigte. Bei der ersten flüchtigen Prüfung wies er einen scheinbar niederohmigen Widerstand auf, da wegen der mangelnden Schaltungskenntnisse (die Schaltung wurde erst anhand des vorliegenden Gerätemusters aufgenommen) nicht beachtet wurde, daß die Dioden einen geschlossenen, in Durchlaßrichtung (durch Zufall) gepolten Kreis ergaben und dadurch der niederohmige Widerstand zustande kam. Beim Ausbau des Übertragers wurde festgestellt, daß die Unterbrechung noch in der Zuführung zum Primärkreis lag. Die Ursache des Bruchs konnte nicht erkannt werden.

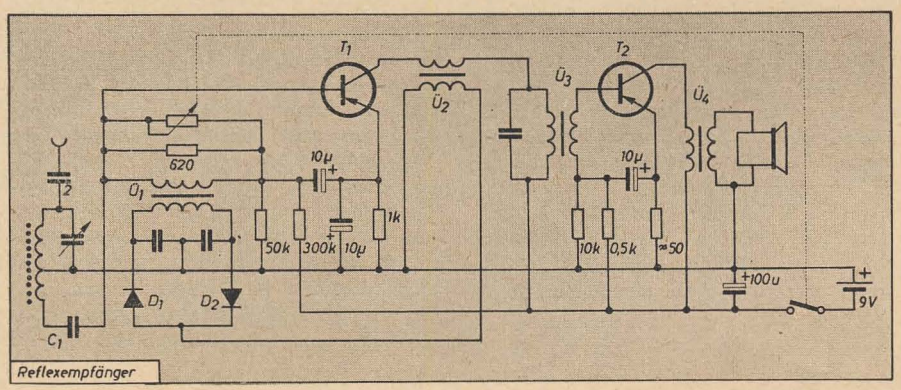
Nach Einbau des reparierten Trafos konnte wieder eine sehr gute Verstärkung der NF beobachtet werden.

Ein weiterer, jedoch leicht erkennbarer Fehler war der Bruch des Anschlusses der Koppelspule auf dem Ferritstab, der durch leichtes Ziehen des Drahtes aus der Isolation bemerkt wurde. Nach der Behebung dieses weiteren Fehlers funktionierte das Gerät wieder einwandfrei.

Das Gerät hat die Maße 80×50×25 mm, besitzt eine gedruckte Schaltung, zwei Transistoren von einer etwa 150fachen Verstärkung, wobei der erste Transistor die HF und NF verstärkt. Die Betriebsspannung beträgt 9 V aus einer Spezialbatterie.

Bemerkenswert ist ebenfalls, daß die HF-Stufe keine Rückkopplung hat. Das Gerät besitzt nur einen Mittelwellenempfangsbereich.

Schad



Vertikale Bildamplitude beim „Rafena-Patriot" zu groß

Bei diesem Gerät war die vertikale Ablenkung auch bei auf Minimum gedrehtem Bildgrößenregler viel zu groß und ein ständiges vertikales Zucken des Bildes zu verzeichnen. Nachdem der Gegenkopplungszweig R_{510}, R_{507}, C_{504} gitterseitig von der Bildendstufe getrennt wurde, konnte der Bildablenkimpuls oszillografiert werden (in der Gegenkopplung). Ausgehend von der Anode der Vertikalendstufe war er hinter C_{505} noch da, jedoch hinter R_{510} kaum noch meßbar. R_{510} war hochohmig geworden. Das Auswechseln behob den Fehler. Durch die ausgefallene Gegenkopplung stieg die Verstärkung der Vertikalstufe und vergrößerte somit die Ablenkung bei gleichzeitigem Fehlen der Bildlinearität durch fehlende Vorverzerrung.

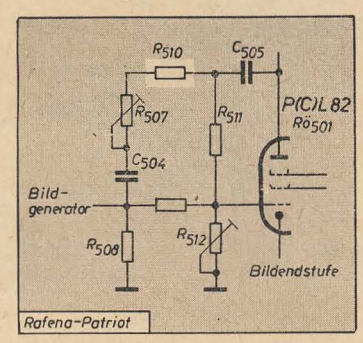
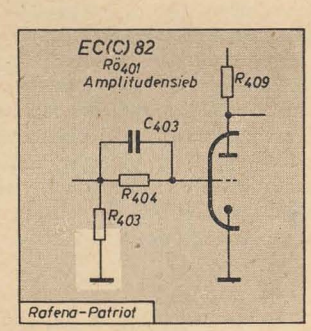


Bild- und Zeilensynchronisation beim „Rafena-Patriot" fällt zeitweilig aus

Ein Empfänger zeigte einen zeitweise völligen Ausfall der Synchronisation. $Rö_{401}$ (ECC 82) und die Gleichspannung führenden Widerstände des Amplitudensiebes und Begrenzers waren fehlerfrei. Die Anodenspannung des Amplitudensiebes lag etwa 15 V höher als angegeben. R_{404}, R_{403} des Gitterkreises wurden ohne Erfolg überprüft. Es stellte sich heraus, daß R_{403} nur eine zeitweilige Verbindung zur Masse hatte. Er ist an dieser Seite durch einen kurzen Draht mit der äußersten Lötöse des Pertinaxstreifens verbunden. Die Lötöse ist mit einem ausgestanzten Streifen des Chassis verlötet. Diese Verbindung hatte sich in eine bloße Anliegestelle verwandelt.

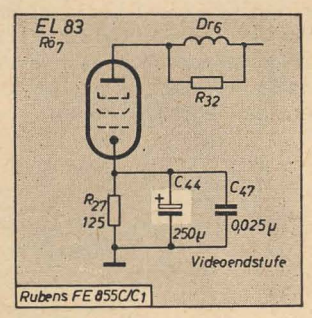


Keine Bildsynchronisation beim TV-Empfänger „Rubens FE 855 C"

An einem „Rubens" konnte das Bild vertikal nicht synchronisiert werden. Der Verdacht einer fehlerhaften Synchronisierverstärkerstufe lag nahe, erwies sich aber als unrichtig. Die Bildsynchronimpulse wurden nun mit einem Oszillografen rückwärts bis zur Videoendstufe verfolgt. Die Impulse waren an der Anode von $Rö_7$ fehlerhaft.

An der Katode zeigten sie sich in beträchtlicher Größe, obwohl der Katodenwiderstand R_{27} mit einem C von 250 µF (C_{44}) überbrückt ist. C_{44} war „taub" geworden. Die Bildimpulse wurden dadurch von R_{27} gegengekoppelt, die Zeilenimpulse von C_{47} 0,025 µF überbrückt.

Karlheinz Wittig



Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 6 (1965)

■ **Der Einfluß der Toleranzen von Bauelementen auf die Übertragungseigenschaften der linearen Netzwerke**

Mit Hilfe eines digitalen Rechenautomaten ist es möglich, die mit einer bestimmten vorgegebenen Toleranz (0,5–1–2–5–10%) behafteten Bauelemente eines Netzwerkes so zu kombinieren, daß die Abweichungen z. B. der Ausgangsspannungsamplitude oder der Ausgangsspannungsphase einen bestimmten zulässigen Maximalwert nicht überschreiten. Aus der Reihe der möglichen Kombinationen werden die für die Fertigung günstigen ausgewählt.

■ **Die Anforderungen der drahtgebundenen Übertragungstechnik an die Parameter von HF-Transistoren**

Die hohen Anforderungen der Übertragungstechnik an die Linearität der Charakteristik von HF-Transistoren und an ihre Grenzfrequenz sowie den Rauschfaktor werden aus den Geräuschforderungen an die übertragenen Sprechkanäle abgeleitet. Transistoren verschiedener Technologie werden verglichen. Die Forderungen werden in einer Tabelle zusammengestellt.

■ **Ist die homogene Mischung wirklich am besten?**

Es werden die Ansichten auf die beste Mischung hinter einer einstufigen Koppelanordnung beschrieben. Mit Hilfe des künstlichen Verkehrs auf einem Rechenautomaten wurde der Einfluß der Verteilung der Abnehmerleitungen auf die Ausgänge der waagerechten und verschränkten Mischungen sowie auch der Einfluß der Qualität der Durchmischung studiert. Die Resultate der Simulation werden angeführt.

■ **Filterkatalog**

■ **Elektronische Festkörperbauelemente**

■ **Ein Beitrag zur Messung pegelabhängiger Verzerrungen**

Es wird der Begriff „pegelabhängige Verzerrungen" erläutert und die erforderliche Meßgenauigkeit begründet. Daran anschließend wird ein neu entwickeltes Meßgerät DPH 293 beschrieben, das in der Zwischenzeit im VEB RAFENA produziert wird. Anhand von Blockschaltbildern wird die Funktion des Gerätes erklärt.

■ **Effektivwert- und Leistungsmessungen mit Transistoren**

Es werden Schaltungen für die Messung von Effektivwerten und Leistungen vorgeschlagen, die den quadratischen Bereich der Eingangskennlinie von Transistoren ausnützen. Beziehungen für den Arbeitspunkt, die Belastung der Meßquelle, die Leistungsangabe an das Anzeigeinstrument und die Dimensionierung der Schaltungen werden angegeben. Eine Temperaturkompensation ist mit Heißleiterwiderständen möglich.

■ **Messungen zum Übertragungsgewinn von Transistoren bei 100 MHz**

Es wird eine Funktionsschaltung zur Ausmessung von UKW-Vorstufentransistoren prinzipmäßig erklärt. Betriebskenngrößen und Stabilität werden bei Variation des Transistorarbeitspunktes sowie von Schaltungsparametern betrachtet.

Prüf-Fix
das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", Torgau

Radio und Fernsehen
komplette Jahrgänge von 59–64 (130,— MDN) zu verkaufen.
A. Dietze, 4503 Dessau,
Lausigkker Straße 33a

SUCHE
RCL-Meßbrücke und Tongenerator 0 – 20 kHz
Hans Kaulbach,
825 Meißen, Ossietzkystr. 62

TECHNIK-Bücher und **TECHNIK-Zeitschriften**
unentbehrliche Helfer der Fachwelt!
Prospektmaterial über die Literatur des
VEB VERLAG TECHNIK
fordern Sie bitte bei Ihrem Buchhändler an

Lautsprecher-Reparaturen
aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstatt
Alfred Pötz, 521 Arnstadt/Th.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

Suche **Antennentestgerät**
Angebote unter KRF 1233 an Dewag-Werbung 1054 Berlin

Rundfunk- und Tonbandmechaniker
sucht neuen Wirkungskreis
Angebote unter Ro 6985 an Dewag-Werbung 1054 Berlin

PGH
„FUNKTECHNIK"
806 DRESDEN
jetzt:
Friedrich-Engels-Straße 20
Telefon 5 52 87

Lautsprecher-Spezialwerkstatt
Reparaturen aller Fabrikate und Typen bis 40 W

25 JAHRE
technische Schiebe-Abziehbilder!
Verlangen Sie bemustertes Angebot!
HOLM GROH
703 Leipzig,
Kurt-Eisner-Straße 71

Zum Werkzeug des Funkmechanikers gehört das bekannte
Spezial-Wellenschalteröl
Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

Neuerscheinung:
JAGLOM, A. M. — I. M. JAGLOM
Wahrscheinlichkeit und Information
Übersetzung aus dem Russischen
2., erweiterte Auflage
1965, 356 Seiten, 26 Abbildungen, L 7 N, Halbleinen
16,20 MDN

VEB DEUTSCHER VERLAG DER WISSENSCHAFTEN
108 BERLIN

Diese zweite Auflage unterscheidet sich zwar im Aufbau wenig von der ersten, jedoch haben die Autoren der raschen Entwicklung der Informationstheorie Rechnung getragen und zahlreiche weitere praktische Anwendungen aufgenommen. Dadurch wurde besonders das vierte Kapitel über die Anwendung der Informationstheorie auf Fragen der Nachrichtenübertragung erweitert.
Für Mathematiker unter den Lesern wird interessant sein, daß jetzt auch Beweise von einigen in der ersten Auflage nur formulierten Sätzen angegeben werden.
Trotz einiger Änderungen wurde der Grundzug des Buches, beim Leser nur geringe mathematische Kenntnisse vorauszusetzen, beibehalten, und die Autoren waren stets bemüht, den elementaren Charakter des Buches nicht zu beeinträchtigen.

Lehrbuch für die Berufsausbildung

FACHKUNDE FÜR FUNK-MECHANIKER

Durch jede Buchhandlung erhältlich

TEIL I

Allgemeine elektrotechnische Themen, wie Wesen und Wirkungen des Gleich- und Wechselstromes, Magnetismus, Meßtechnik, elektrische Maschinen, Übungsaufgaben, Wiederholungsfragen und -aufgaben.

TEIL I
Format: 16,7 × 24,0 cm
Seiten: 420
Abbildungen: 478
Tafeln: 13
Einband: Halbleinen
Preis: 12,40 MDN

TEIL II
Format: 16,7 × 24,0 cm
Seiten: 220
Abbildungen: 264
Tafeln: 7
Einband: Halbleinen
Preis: 7,50 MDN

TEIL III
Format: 16,7 × 24,0 cm
Seiten: 544
Abbildungen: 518
Tafeln: 20
Einband: Halbleinen
Preis: 15,— MDN

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

TEIL III

Aufbauend auf den Teilen I und II, enthält das Buch die Stromversorgungstechnik, Hoch- und Niederfrequenzmeßtechnik, Schwingungserzeugung, Modulation, Übertragungstechnik, Transistoren. Darüber hinaus sind informatorische Themen über Elektroakustik und Funksende- und Funkempfangsanlagen enthalten.

TEIL II

Die in Teil I erarbeiteten Grundgesetze werden hier direkt an Teilen des Empfängers angewandt. Nach der Behandlung der Empfängerelemente, deren Arbeitsweise grundsätzlich mit der einfachen Algebra erläutert wird, folgt die Synthese dieser Elemente zum Einkreisempfänger.